

**CONTROL PREDICTIVO SOBRE UN TERMINAL MMC  
UTILIZADO EN LA INTEGRACIÓN DE GRANJAS EÓLICAS A UN  
SISTEMA HVDC**

**JOHANNES MUÑOZ GÓMEZ  
SEBASTIAN SUAREZ REYES**

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA  
Enero, 2018**

**CONTROL PREDICTIVO SOBRE UN TERMINAL MMC  
UTILIZADO EN LA INTEGRACIÓN DE GRANJAS EÓLICAS A UN  
SISTEMA HVDC**

**JOHANNES MUÑOZ GÓMEZ  
CC. 1088326098  
SEBASTIAN SUAREZ REYES  
CC. 1075274346**

**Trabajo de grado para optar al título de Ingenieros Electricistas**

**Director  
ANDRÉS ESCOBAR MEJÍA, Ph.D.**

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA  
Enero, 2018**

# Agradecimientos

En este espacio en el que puedo expresar mi gratificante logro de vida, deseo dedicarlo principalmente a mi familia, mi padre y madre José Noe y Aida patricia, por haberme dado la mejor crianza y el amor brindado por ustedes, el cual por ello estoy cumpliendo uno de muchos logros por venir, a mis tíos Lider Damian y Amberson por el apoyo incondicional en toda mi carrera profesional y personal.

Agradezco a todo el grupo de investigación en electrónica de potencia por el apoyo brindado, haciendo posible el desarrollo de esta tesis, destacando a Mr. Andres Escobar director de tesis, Julian Buitrago, Diego Montoya, y mi compañero de tesis Johannes Muñoz, por su asesoramiento a la realización de la misma.

Gracias a todos mis amigos de la sala de trabajo, por esos momentos de alegría generada por ustedes, y por esa gran calidad humana que me han demostrado con su amistad.

Joan Sebastian Suarez Reyes.



# Índice general

Índice de figuras	III
Objetivos	VI
Introducción	VII
<b>1. High Voltage Direct Current: Generalidades</b>	<b>1</b>
1.1. Ventajas y Desventajas de los Sistemas HVDC . . . . .	1
1.2. Proyectos más Importantes de Sistemas HVDC . . . . .	2
1.3. Componentes de un Sistema HVDC . . . . .	3
1.4. Configuraciones de un Sistema HVDC . . . . .	3
1.4.1. Monopolar . . . . .	3
1.4.2. Bipolar . . . . .	4
1.4.3. Homopolar . . . . .	4
1.4.4. Back-to-Back . . . . .	5
1.4.5. Punto a punto . . . . .	5
1.4.6. Multiterminal . . . . .	5
1.5. Tecnologías HVDC . . . . .	6
1.5.1. HVDC convencional o LCC . . . . .	6
1.5.2. HVDC-VSC . . . . .	6
1.6. Modular Multilevel Converter (MMC) . . . . .	6
<b>2. Modular Multilevel Converter: Generalidades y Modelamiento</b>	<b>7</b>
2.1. Configuraciones de un Terminal MMC . . . . .	7
2.1.1. Medio puente . . . . .	8
2.1.2. Puente completo . . . . .	8
2.2. Componentes Pasivos de un Terminal MMC . . . . .	9
2.3. Modelo Matemático de un Terminal MMC . . . . .	11
<b>3. Esquemas de Control Aplicados a un Terminal HVDC</b>	<b>13</b>
3.1. Control Proporcional - Integral . . . . .	13

3.2.	Control Proporcional - Integral - Derivativo . . . . .	14
3.3.	Control Proporcional - Integral - Resonante . . . . .	15
3.4.	Control Predictivo . . . . .	15
3.4.1.	Control Predictivo Basado en Modelo (CPM) . . . . .	16
3.5.	Aplicación del Control a Convertidores Eléctricos . . . . .	18
3.5.1.	Control en convertidores LCC . . . . .	18
3.5.2.	Control en convertidores VSC . . . . .	19
3.5.3.	Control en convertidores MMC . . . . .	19
3.6.	Control PI Aplicado a un Sistema HVDC Basado MMC . . . . .	19
3.6.1.	Lazo de fase cerrado o PLL . . . . .	21
3.6.2.	Transformación ABC a dq de la tensión y corriente de salida. . . . .	22
3.6.3.	Control de potencia activa y reactiva en lazo cerrado . . . . .	22
3.6.4.	Control de corriente interna . . . . .	23
3.6.5.	Control de balance de tensión en los capacitores . . . . .	25
3.6.5.1.	Control promedio de tensión . . . . .	25
3.6.5.2.	Control de balance de tensión individual . . . . .	27
3.6.6.	Generación de referencia de tensión . . . . .	27
3.7.	Control Predictivo Aplicado a un Sistema HVDC Basado MMC . . . . .	28
3.7.1.	Calculo de la corriente de salida en un terminal MMC . . . . .	29
3.7.2.	Calculo de la tensión por brazo en un terminal MMC . . . . .	30
3.7.3.	implementación del algoritmo predictivo en un terminal MMC . . . . .	31
<b>4.</b>	<b>Simulacion del Control Aplicado a un Terminal HVDC Basado en MMC</b>	<b>35</b>
4.1.	Resultados del Control PI. . . . .	37
4.1.1.	Resultado del control de potencia . . . . .	37
4.1.2.	Resultados balance de tensión en capacitores . . . . .	39
4.1.3.	Resultados del control de corriente saliente . . . . .	39
4.2.	Resultados Control Predictivo . . . . .	40
4.3.	Comparación de los Metodos Simulados . . . . .	43
<b>5.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>44</b>
	<b>Bibliografía</b>	<b>45</b>

# Índice de figuras

1.1. Componentes de un sistema HVDC basado en VSC [6]. . . . .	3
1.2. Configuración Monopolar. . . . .	3
1.3. Configuración Bipolar. . . . .	4
1.4. Configuración Homopolar. . . . .	4
1.5. Configuración Multiterminal paralela. . . . .	5
2.1. Representación esquemática de un terminal MMC. . . . .	8
2.2. Submodulo de medio puente. . . . .	8
2.3. Submódulo de puente completo. . . . .	9
2.4. Circuito del modelo de conmutación del MMC . . . . .	11
3.1. Diagrama de bloques del PI. . . . .	14
3.2. Diagrama de bloques del PID. . . . .	14
3.3. Diagrama de bloques PIR. . . . .	15
3.4. Diagrama de bloques del CPM. . . . .	16
3.5. Comportamiento del CPM [13]. . . . .	17
3.6. Esquema de control del sistema MMC-HVDC como inversor. . . . .	20
3.7. Determinación del PLL. . . . .	21
3.8. Control de potencia activa en lazo cerrado. . . . .	23
3.9. Equivalente del sistema con MMC ideal. . . . .	24
3.10. Esquema básico del control de corriente interna. . . . .	25
3.11. Control promedio de tensión . . . . .	26
3.12. Control de balance de tensión independiente . . . . .	27
3.13. Generación de referencia de la tensión. . . . .	28
3.14. Generación de pulsos . . . . .	28
3.15. Diagrama de bloques del control predictivo. . . . .	31
3.16. Diagrama de bloques del control central. . . . .	33
3.17. Diagrama de bloques del control local. . . . .	34
4.1. Esquema general del sistema HVDC-MMC implementado. . . . .	36
4.2. Esquema del sistema HVDC-MMC implementado. . . . .	36
4.3. Referencia y medición de potencia activa y reactiva. . . . .	38
4.4. Corriente de entrada del terminal MMC. . . . .	38
4.5. Tensión en el capacitor del brazo superior e inferior SM1 . . . . .	39

4.6.	Corriente de salida del terminal MMC. . . . .	40
4.7.	Diagrama de bloques de la técnica de extrapolación de Lagrange. . .	40
4.8.	Diagrama de bloques del calculo de la energía de los capacitores. . . .	41
4.9.	Diagrama de bloques de la comparación lógica. . . . .	41
4.10.	Corriente de entrada al terminal con cambio en la referencia. . . . .	42
4.11.	Corriente de salida del terminal MMC. . . . .	43





# OBJETIVOS

## Objetivo general

Realizar el control predictivo de las corrientes salientes en un terminal MMC con el fin de lograr la integración de granjas eólicas empleando un enlace HVDC.

## Objetivos específicos

- Revisión del estado del arte.
- Estudiar metodologías para la obtención del modelo de un terminal MMC.
- Obtener un modelo promedio de un terminal MMC.
- Establecer una metodología que permita seleccionar la técnica de control más adecuada que garantice que el sistema HVDC-MMC presente un desempeño adecuado en condiciones de estado estable.
- Aplicar la metodología del control predictivo al modelo de un terminal MMC.

# Introducción

Tradicionalmente se utilizan enlaces tipo ac para el transporte de la energía eléctrica y debido a el avance de la electrónica de potencia y la mejora en los procesos de manufactura de dispositivos semiconductores, se ha venido explorando la implementación de enlaces en dc para el transporte de la energía, sin embargo, debido a los avances de la electrónica de potencia una forma moderna de hacerlo es por medio de enlaces de alta tensión en corriente directa (HVDC).

Los sistemas HVDC pueden transportar energía de forma eficiente y económica a muy largas distancias debido a su reducción de consumo por efecto reactivo puesto que no hay variaciones en la corriente, una de las grandes ventajas de estos sistemas es que permiten un control de la potencia activa, reactiva y la frecuencia de operación de la red eléctrica.

Una configuración típica de un sistema HVDC está compuesta por dos transformadores de potencia, inductancias de líneas, filtros y cables conductores que comunican las estaciones conversoras. Las características de las redes HVDC dependen del tipo de tecnología a implementar en los sistemas. Estos sistemas se dividen principalmente entre la tecnología convencional HVDC-LCC y la HVDC-VSC. La tecnología convencional ó HVDC-LCC se caracteriza porque sus convertidores de potencia están compuestos por tiristores o SCR como elementos de conmutación, en cambio la tecnología HVDC-VSC se basa en convertidores de potencia con semiconductores del tipo IGBTs como elemento de conmutación.

Los Convertidores Modulares Multinivel están basados en la tecnología VSC. El MMC permite sintetizar la onda de tensión deseada a partir de varios niveles de tensión dc. Estos convertidores proporcionan unas ventajas tales como alta modularidad, baja generación de armónicos, etc. Típicamente se utilizan controladores para que realicen diferentes tipos de operaciones y tareas específicas, una de las técnicas de control es el control predictivo, el cual permite manejar las variables de estado para establecer una trayectoria deseada a futuro, debido a que una vez conocidas y controladas las variables de estado se procede a optimizar éstas mismas con una función objetivo ya definida previamente siguiendo los métodos de horizonte móvil. Por lo que se puede decir que el control predictivo permite conocer el comportamiento de las variables en un instante futuro.

Por otro lado, en la actualidad hay gran cantidad de parques eólicos alrededor del mundo, según un estudio de la BP (*British Petroleum*) la capacidad de generación de energía eólica aumento un 12 % en el 2016 siendo china el mas grande generador

con 149 GW representando aproximadamente un 32 % de la capacidad mundial, seguido de estados unidos con 82.4 GW y Alemania con 49.5 GW. En Latinoamérica la generación de energía eólica es liderada por Brasil con 10.7 GW, actualmente en Colombia existe el proyecto del parque eólico Jepírachi ubicado en la región nororiental de la Costa Atlántica el cual cuenta con 15 aerogeneradores de 1.3 MW cada uno (19.5 MW de potencia nominal).

Debido a el gran aumento de la generación de energía eólica año tras año, los sistemas HVDC jugarán un papel muy importante en el mismo para realizar la transmisión de la energía generada. Por tal motivo nuestro caso de estudio es realizar el control predictivo de las corrientes salientes en un terminal HVDC-MMC, para realizar la integración de las granjas eólicas a la red y éstos resultados serán comparados con los resultados de un controlador PI convencional.

# Capítulo 1

## High Voltage Direct Current: Generalidades

A lo largo del tiempo se ha utilizado para la transmisión de energía los enlaces en Alta Tensión en Corriente Alterna ó *High Voltage Alternating Current* (HVAC) y Alta Tensión en Corriente Continua ó *High Voltage Direct Current* (HVDC) . Al momento de elegir entre un sistema HVAC o HVDC en la transmisión de energía, es de vital importancia analizar la viabilidad técnica y económica de realizar el enlace con cada tecnología. En un sistema HVAC la capacidad de transmisión disminuye con respecto a la longitud de la línea debido a sus efectos capacitivos, mientras que en un sistema HVDC su capacidad se mantiene independientemente de la distancia, debido a que los efectos de las reactancias capacitivas son eliminados y solo la resistencia del conductor juega un papel importante en las pérdidas del sistema [1].

Debido a que tradicionalmente los sistemas de generación eléctrica son de tipo ac, es necesario realizar una conversión a dc, para poder implementar los sistemas de transmisión en dc. Por lo tanto, se hace necesario el uso de estaciones convertidoras en los extremos del enlace, una para la conversión de ac-dc y otra para la conversión dc-ac. De este modo, no es necesario que las redes en los extremos del enlace se encuentren sincronizadas, dado que pueden tener niveles de frecuencia y tensión diferente [2].

### 1.1. Ventajas y Desventajas de los Sistemas HVDC

Las principales ventajas son [3]:

- Las líneas dc ocupan menos espacio que las líneas ac.
- Las pérdidas en las líneas dc son mucho menores que las de ac.
- El flujo de energía en una línea de transporte en dc puede controlarse con precisión con lo que se logra estabilidad en la red.
- La potencia puede fluir en ambos sentidos.

Algunas desventajas son [3]:

- Las subestaciones de conversión generan armónicos de corriente según la tecnología que se emplee.
- La conexión a tierra de una línea de transmisión HVDC implica una instalación compleja y difícil.
- Un cortocircuito en el lado de salida del inversor, puede causar una falla eléctrica de todo el sistema de transmisión HVDC.
- Una falla causada por un cortocircuito en el lado de entrada del rectificador es generalmente proporcional a la disminución de la tensión.

## 1.2. Proyectos más Importantes de Sistemas HVDC

A continuación se presentan algunos de los proyectos más importantes de sistemas HVDC.

Cuadro 1.1: Proyectos importantes [4, 5].

Project	Power (MW)	Distance (km)	Tensión (kV)
Cabora Bassa, South africa, Mozambique	1930	1420	550
Inga-Shaba, Republica del Congo	560	1700	500
Nelson River, Canada	4000	940	500
Itaipu, Brazil	6300	790	600
Quebec-New England	2000	1480	450
Pacific Intertie USA	3000	1360	500
Geszuba-Shanghai	1200	1000	500
New Zealand	560	600	350
Skagerrak Denmark	440	240	250/350
TSQ China	2000	800	500
Three Gorges-Changzhou	3000	890	500
Three Gorges-Guandong	3000	940	500

### 1.3. Componentes de un Sistema HVDC

En la figura 1.1 se muestran los componentes de un sistemas HVDC. El sistema cuenta con dos convertidores de potencia, inductancias de líneas, filtros ac en cada convertidor y los conductores para realizar la conexión entre las dos estaciones convertidoras. Las características de cada uno de estos componentes dependen de la tecnología a implementar en la construcción del sistema HVDC [6].

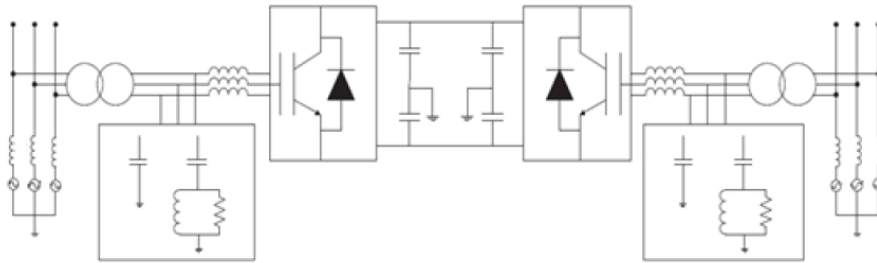


Figura 1.1: Componentes de un sistema HVDC basado en VSC [6].

### 1.4. Configuraciones de un Sistema HVDC

Los enlaces HVDC se pueden clasificar según el tipo de conexión de la siguiente manera :

#### 1.4.1. Monopolar

En la figura 1.2 se observa la configuración monopolar, en esta configuración es utilizado un solo conductor para realizar la transmisión de energía eléctrica entre las estaciones convertidoras. Esta conexión puede realizar el retorno por medio de un cable o por tierra. La configuración monopolar es utilizada cuando las distancias entre las estaciones convertidoras son muy grandes y la no instalación de otro cable puede significar un ahorro considerable [15].

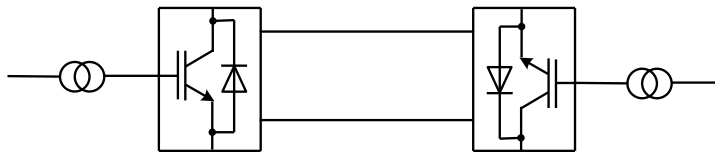


Figura 1.2: Configuración Monopolar.

### 1.4.2. Bipolar

La conexión bipolar tiene mayor capacidad de potencia que la configuración monopolar y es una de las configuración más utilizadas actualmente en los sistemas HVDC en líneas aéreas. La configuración bipolar consiste en la unión de dos sistemas monopolares independientes, los cuales realizan la función de polos positivos y negativos, con la ventaja de poder funcionar independientemente cada enlace en caso de que el otro falle. Esta configuración es mostrada en la figura 1.3 [15].

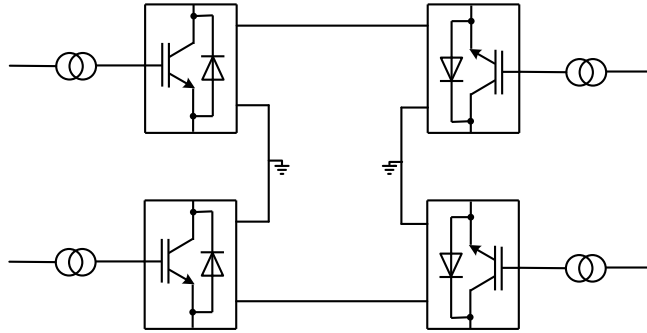


Figura 1.3: Configuración Bipolar.

### 1.4.3. Homopolar

La configuración homopolar como se muestra en la figura 1.4, se caracteriza por tener dos o más conductores de la misma polaridad, la cual es generalmente negativa debido a que causa menos interferencias de radio causadas por el efecto corona y debido a que el retorno se realiza por medio de la tierra. En caso de fallo en un conductor, todo el convertidor debe estar en la capacidad de alimentar las líneas restantes, las cuales tienen la capacidad de sobrecarga mayor al de su potencia nominal [15].

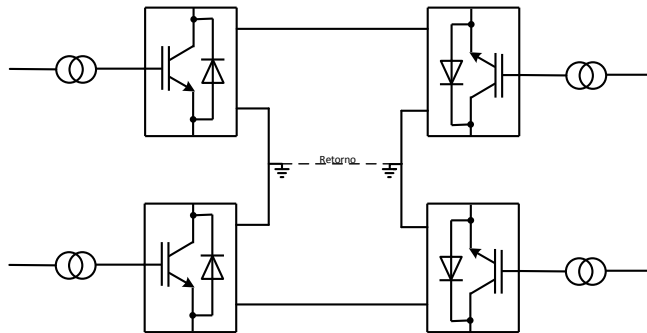


Figura 1.4: Configuración Homopolar.



#### 1.4.4. Back-to-Back

Las conexiones *back-to-back* son utilizadas para realizar la conexión de sistemas asíncronos cercados, en donde ésta conexión puede ser monopolar o bipolar. La figura ?? enseña un ejemplo de esta conexión [15].

#### 1.4.5. Punto a punto

Es la configuración más habitual, esta se realiza directamente entre dos subestaciones sí por razones técnicas, económicas o ambientales, la conexión por medio de HVDC es mejor que la HVAC. En este caso una de las estaciones convertidoras funciona como rectificador (ac-dc) y la otra como inversor (dc-ac), en función de la dirección del flujo de potencia. Esta configuración se puede presentar en conexiones submarinas, o para apoyar sistemas débiles desde sistemas más grandes [15].

#### 1.4.6. Multiterminal

La configuración multiterminal es utilizada cuando se realiza la conexión de tres o más subestaciones a un sistema HVDC. Las conexiones pueden ser [15]:

- **Paralela:** En una conexión multiterminal paralela, todas las subestaciones se encuentran a la misma tensión como se observa en la figura 1.5. Esta conexión es utilizada cuando las subestaciones superan el 10 % de la potencia total de las estaciones convertidoras.
- **Serie:** Al contrario de la conexión paralela, en esta configuración las subestaciones se encuentran a diferente tensión. Es importante tener en cuenta el rendimiento de las subestaciones, debido a que una caída de tensión afectará la tensión nominal de la red.

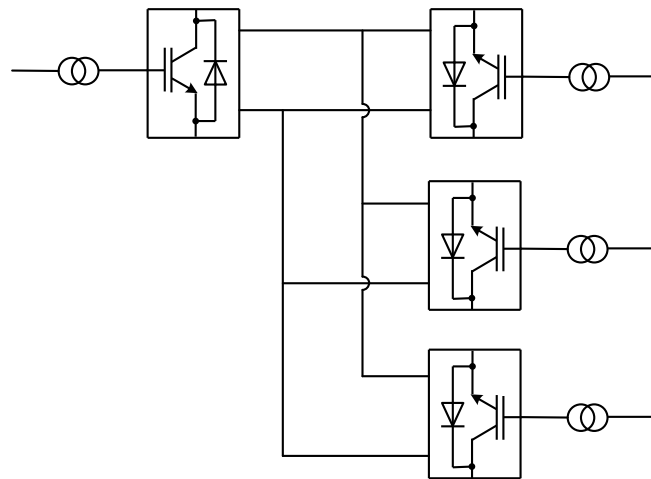


Figura 1.5: Configuración Multiterminal paralela.

- **Mixta:** En una conexión multiterminal mixta, se permiten tener conectadas subestaciones tanto en configuración serie, como paralelo.

## 1.5. Tecnologías HVDC

Según el tipo de dispositivos semiconductores que se empleen, los sistemas HVDC se dividen entre la tecnología convencional (HVDC-LCC) y la tecnología HVDC-VSC.

### 1.5.1. HVDC convencional o LCC

La principal característica de la tecnología convencional son sus convertidores de potencia, los cuales se basan en semiconductores como los tiristores o SCR. Sin embargo, una desventaja de esta tecnología es que no se puede realizar un control de la potencia reactiva, dado que solo es posible controlar el encendido de los dispositivos semiconductores, por esta razón es necesario la utilización de elementos compensadores.

El funcionamiento básico es similar al de un puente rectificador trifásico, en donde con una tensión trifásica balanceada a la entrada, el dispositivo invierte el semiciclo negativo de cada fase, entregando así una señal continua. La forma de la señal a la salida depende de la activación de los dispositivos semiconductores, en donde por medio de filtros es suavizada la señal [6]. Los principales componentes de la tecnología convencional son:

### 1.5.2. HVDC-VSC

Esta tecnología está basada en convertidores de potencia, con semiconductores de potencia del tipo IGBT, los cuales conectados en serie forman las válvulas que constituyen los conversores. Los terminales VSC cuentan de manera independiente con el control de la potencia activa y reactiva en cada estación convertidora, por medio del cual se puede tener control de la potencia transmitida. Los principales componentes de un terminal VSC son:

## 1.6. Modular Multilevel Converter (MMC)

Los Convertidores Modulares Multinivel ó *Modular Multilevel Converter* (MMC) están basados en la tecnología VSC. El MMC permite sintetizar la onda de tensión deseada a partir de varios niveles de tensión dc. Estos convertidores proporcionan unas ventajas tales como alta modularidad, baja generación de armónicos, etc .

# Capítulo 2

## Modular Multilevel Converter: Generalidades y Modelamiento

El MMC se ha convertido en una de las más importantes topologías de convertidores multinivel para aplicaciones de media y alta potencia. En comparación con otras topologías de convertidores multinivel, una de las características sobresalientes de MMC es su modularidad y escalabilidad para satisfacer cualquier nivel de tensión requerido [7].

En el presente capítulo se realizará una introducción a los conceptos básicos de un terminal MMC. También se realizará el modelamiento matemático del mismo.

En la figura 2.1, se observa un diagrama esquemático de un convertidor MMC trifásico, el cual consiste de dos brazos por cada fase. Cada brazo está compuesto por  $n$  submódulos idénticos en serie y un inductor, los submódulos contienen dos IGBTs como elementos de conmutación y una unidad de condensadores de dc para realizar el almacenamiento de energía [7].

### 2.1. Configuraciones de un Terminal MMC

Existen cinco configuraciones propuestas para los submódulos de un terminal MMC, estas configuraciones son:

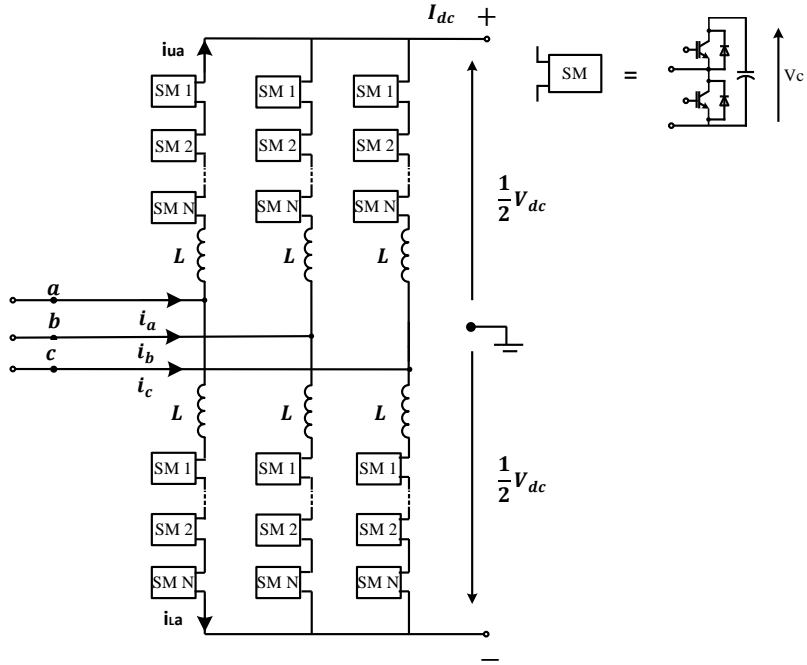


Figura 2.1: Representación esquemática de un terminal MMC.

### 2.1.1. Medio puente

Como se muestra en la figura 2.2, la tensión de salida del submódulo es igual a la tensión del capacitor  $V_{cu}$  o cero, dependiendo del estado de suicheo de los dispositivos semiconductores [7].

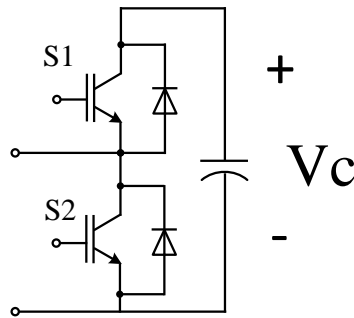


Figura 2.2: Submodulo de medio puente.

### 2.1.2. Puente completo

El circuito de puente completo es mostrado en la figura 2.3, donde la tensión de salida es igual a la tensión en el capacitor  $V_{cu}$  o cero, la cual depende de el estado

de suicheo de los cuatro dispositivos semiconductores (S1, S2, S3 y S4). Dado el número de dispositivos semiconductores en un submódulo de puente completo, las pérdidas de potencia son mayores que en un submódulo de medio puente [7].

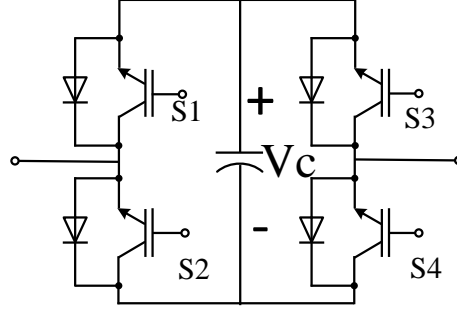


Figura 2.3: Submódulo de puente completo.

## 2.2. Componentes Pasivos de un Terminal MMC

Para determinar el valor de la capacitancia de los submódulos a partir del circuito de la figura 2.1, es necesario asumir que el terminal tiene una cantidad infinita de submódulos y despreciar el valor de la inductancia. Reemplazando así los brazos por fuentes de tensión de corriente alterna ideales y el enlace dc puede ser considerado una fuente de tensión de corriente directa ideal. Aplicando la ley de corriente de Kirchhoff, la corriente en el cada brazo por fase puede ser expresada como [8]:

$$\sum I = I_{Ua}(t) - \frac{1}{3}I_{dc} + \frac{1}{2}I_a(t) = 0 \quad (2.1)$$

$$I_{Ua}(t) = \frac{1}{3}I_{dc} + \frac{1}{2}I_a(t) = \frac{1}{3}I_{dc} + \frac{1}{2}\hat{I}_a \sin(\omega_o t + \varphi) \quad (2.2)$$

Aplicando la ley de tensiones de Kirchhoff, la tensión en el brazo se define como:

$$\sum V = V_{Ua}(t) - \frac{1}{2}V_{dc} + V_a(t) = 0 \quad (2.3)$$

$$V_{Ua}(t) = \frac{1}{2}V_{dc} - V_a(t) = \frac{1}{2}V_{dc} + \hat{V}_a \sin(\omega_o t) \quad (2.4)$$

La relación entre las variables de continua y alterna están dadas de la siguiente forma:

$$m = \frac{3\hat{I}_a}{2I_{dc}} \quad (2.5)$$

$$k = 2 \frac{\hat{V}_a}{V_{dc}} \quad (2.6)$$

Reemplazando (2.5) y (2.6) en (2.2) y (2.4) respectivamente se obtiene:

$$I_{Ua}(t) = \frac{1}{3} I_{dc} [1 + m \sin(w_o t + \varphi)] \quad (2.7)$$

$$V_{Ua}(t) = \frac{1}{2} V_{dc} [1 + k \sin(w_o t)] \quad (2.8)$$

Con el propósito de efectuar el cálculo de la potencia, se realiza el producto de la tensión y la corriente calculados anteriormente como se presenta a continuación:

$$P = \frac{1}{6} P_{dc} [1 + k \sin(w_o t)] [1 + m \sin(w_o t + \varphi)] \quad (2.9)$$

donde:

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} \quad (2.10)$$

Para efectuar el calculo del cambio de energía total  $\Delta W$  en cada submódulo por brazo, es necesario realiza la integral de la potencia por más de la mitad del periodo. Obteniendo así la siguiente ecuación:

$$\Delta W_{SM} = \frac{2P_{dc}}{3kw_o N \cos(\varphi)} \left[ 1 - \left( \frac{k \cos(\varphi)}{2} \right) \right] \quad (2.11)$$

Dado que la energía almacenada en un capacitor puede ser expresada como  $W = \frac{1}{2} CV^2$ , al realizar una combinación entre esta ecuación y la ecuación (2.11) obtenemos que el valor de la capacitancia de cada submódulo puede ser expresada de la siguiente forma:

$$C = \frac{\Delta W_{SM}}{2\varepsilon V_{SM}^2} \quad (2.12)$$

Despreciando la resistencia del brazo, la diferencia de potencial en la inductancia está dada por la siguiente ecuación:

$$V_{dif} = 2L_a \frac{d}{dt} I_{z-a} \quad (2.13)$$

Donde  $I_{z-a}$  representa la corriente que circula entre las fases.

A partir de la ecuación (2.13) se puede determinar el valor de la inductancia por brazo. Teniendo en cuenta que el valor de la inductancia no puede ser muy grande, debido a que la corriente aumenta, ni muy pequeño dado que la corriente que circula

puede ser difícil de controlar [8].

Los dispositivos semiconductores también hacen parte de los componentes de un terminal MMC, en donde éstos son seleccionados a partir de la tensión dc que deben soportar. Para ésto es necesario realizar la división de la tensión dc sobre el número de dispositivos semiconductores en una pierna.

## 2.3. Modelo Matemático de un Terminal MMC

Partiendo del modelo de circuito de la figura 2.4, se determina analíticamente las ecuaciones matemáticas que representan el sistema como se ilustra a continuación [8].

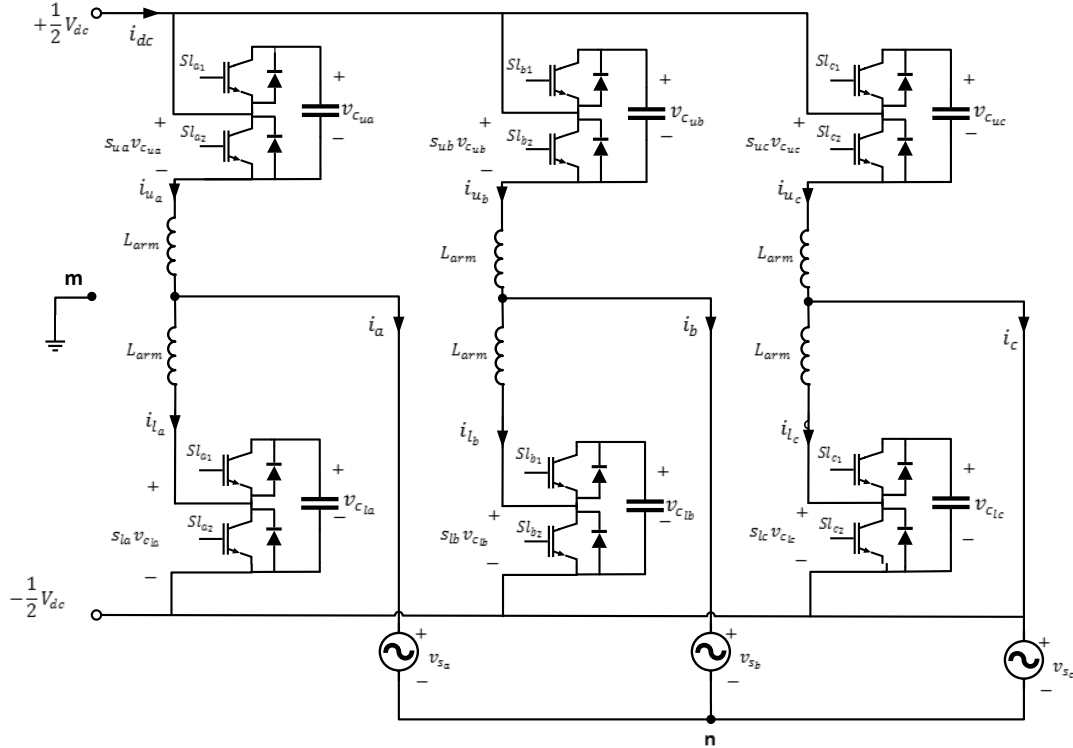


Figura 2.4: Circuito del modelo de conmutación del MMC

Se definen  $S_{Ux}$  y  $S_{Lx}$  como las funciones de conmutación las cuales pueden ser “1” o “0”, donde x identifica la fase, se puede representar de la siguiente manera:

$$S_{Ux} = \begin{cases} 1 & \text{Conmutación del brazo superior} \\ 0 & \text{Conmutación del brazo inferior} \end{cases} \quad (2.14)$$

Se define la suma de las corrientes de los brazos superior e inferior en (2.15) y la sustracción de la corriente superior e inferior en (2.16).

$$i_{sumx} = i_{Ux} + i_{Lx} \quad (2.15)$$

$$i_x = i_{Ux} - i_{Lx} \quad (2.16)$$

La corriente dc se obtiene utilizando la ley de corrientes de Kirchhoff como se ilustra a continuación:

$$i_{dc} = \sum_{x=a,b,c} i_{Ux} = \frac{1}{2} \sum_{x=a,b,c} (i_{sumx} + i_x) = \frac{1}{2} i_{sumx} \quad (2.17)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.18)$$

La corriente de línea ac se puede expresar de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} i_x = \frac{(S_{Lx} v_{Lx} - S_{Ux} v_{Ux}) - 2v_{nm} - 2v_{sx}}{L} \quad (2.19)$$

Donde  $v_{nm}$  es la tensión de nodo común en el neutro ac y el punto medio dc y se define como se muestra a continuación:

$$v_{nm} = \frac{1}{6} \sum_{x=a,b,c} (S_{Lx} v_{Lx} - S_{Ux} v_{Ux}) \quad (2.20)$$

Por la propia operación del MMC, se crea la corriente circulante entre las piernas de las fases, la cual no fluye hacia las líneas ac, la ecuación se deriva por medio de la ley de tensiones de Kirchhoff de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} i_{cirx} = \frac{1}{6L} \left[ \sum_{x=a,b,c} (S_{Ux} v_{Ux} + S_{Lx} v_{Lx}) - 3(S_{Ux} v_{Ux} + S_{Lx} v_{Lx}) \right] \quad (2.21)$$

En el análisis de armónicos en estado estable, la corriente en el MMC posee múltiples componentes que circula por cada uno de los brazos del terminal, la cual se puede escribir en función de las variables como se muestra en las ecuaciones (2.22) y (2.23) [8].

$$i_{Ux} = \frac{i_{dc}}{3} + \frac{I_{a1} \cos(\omega t + \varphi)}{2} + I_{a2} \cos(2\omega t + \theta) \quad (2.22)$$

$$i_{Lx} = \frac{i_{dc}}{3} - \frac{I_{a1} \cos(\omega t + \varphi)}{2} + I_{a2} \cos(2\omega t + \theta) \quad (2.23)$$



# Capítulo 3

## Esquemas de Control Aplicados a un Terminal HVDC

Los esquemas de control son sistemas dinámicos en los cuales, las salidas del sistema se controlan de tal forma que alcanzan un valor a partir de un conjunto de elementos específicos o arbitrarios, en el cual aplicados a un sistema fijo hacen que este se comporte de una manera deseada.

Los sistemas HVDC se caracterizan alta controlabilidad, ya que la corriente de tipo dc, la tensión y la potencia pueden ser controladas en cualquier punto de la línea, generado por los dispositivos semiconductores de potencia, además la alta controlabilidad del sistema HVDC puede ser usada para la estabilidad del sistema AC al cual está conectada, controlar la frecuencia de la red o para el control de frecuencia en los generadores conectados a la estación rectificadora. [9]

El presente capítulo se centra en la descripción de los diferentes esquemas de control implementados en los sistemas HVDC, como lo son: Control Proporcional-Integral, Control Proporcional-Integral-Derivativo, Control Proporcional-Integral-Resonante y Control Predictivo, y aplicaciones del control a convertidores eléctricos

### 3.1. Control Proporcional - Integral

El control Proporcional-Integral (PI) es un tipo de control en el cual, a partir de una referencia de entrada provoca un decrecimiento en el tiempo de subida, incrementando el sobre impulso y el tiempo de estabilización de la señal de salida, en donde el modo proporcional  $P$  provoca una amplificación en el error y el modo integrativo  $I$  produce una señal proporcional a la integral del error.

El sistema básico del modo de control PI se puede observar en la figura 3.1, siendo modelado:

$$m(t) = K_c * e(t) + \frac{K_c}{\tau} \int e(t)dt \quad (3.1)$$

donde  $K_c$  representa la ganancia proporcional y  $\tau$  el denominador tiempo integral.

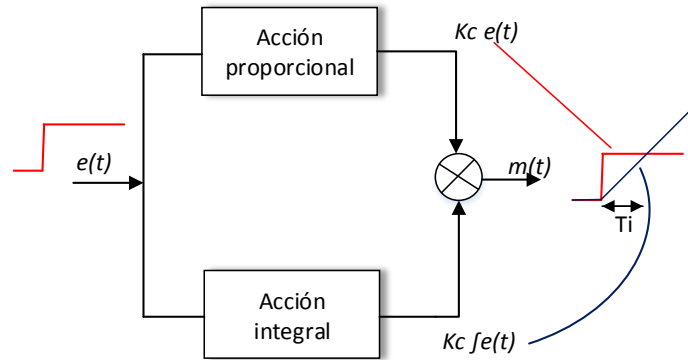


Figura 3.1: Diagrama de bloques del PI.

Si  $T_i$  es pequeño la acción integral es pequeña y viceversa.

## 3.2. Control Proporcional - Integral - Derivativo

El control Proporcional-Integral-Derivativo (PID), es una técnica de control en el cual debido a la combinación entre ellas tiene la ventaja de cada una de las tres acciones individuales. Con la diferencia del PI, este modo de control dispone del parámetro  $D$ , el cual se encarga de predecir los errores futuros del sistema.

En (3.2) se puede observar la ecuación modelada para el PID y en la figura 3.2 se observa el esquema de control PID por diagramas de bloques.

$$m(t) = K_c * e(t) + \frac{K_c}{\tau} \int e(t) dt + K_c * \tau \frac{de(t)}{dt} \quad (3.2)$$

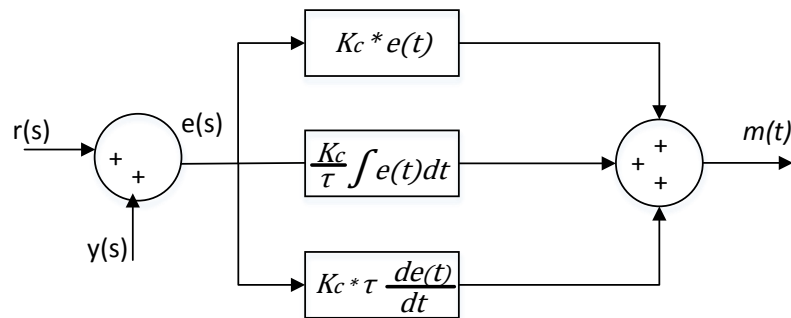


Figura 3.2: Diagrama de bloques del PID.

### 3.3. Control Proporcional - Integral - Resonante

El control Proporcional-Integral-Resonante (PIR), es una técnica de control usado con el fin de obtener un error de estado estacionario de cero en la referencia de y obtener una compensación en las perturbaciones en la frecuencia fundamental, debido a una ganancia infinita provocado por el control resonante [10].

En (3.3) se puede observar la función de transferencia del control PIR y en la figura 3.3 se observa el esquema de control PIR con diagrama de bloques.

$$m(t) = K_c \left( 1 + \frac{1}{sT_i} \right) \left( 1 + \frac{s}{s^2T_i + \omega_o^2T_i} \right) \quad (3.3)$$

donde  $w$  es la frecuencia fundamental  $w = 2 * \pi * 60$

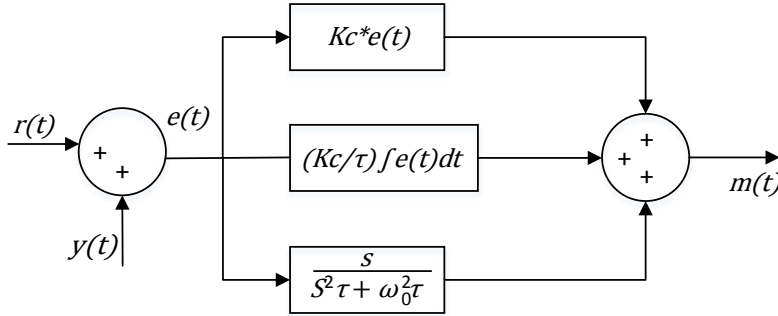


Figura 3.3: Diagrama de bloques PIR.

### 3.4. Control Predictivo

El Control Predictivo hace parte de las técnicas de control moderno más utilizada en la industria [11], ya que se caracteriza por predecir la evolución dinámica del mismo y reducir la regulación de las variables de los procesos, estando en la capacidad de responder a las especificaciones dadas por el sistema.

En la literatura se encuentran diferentes estrategias de control predictivo, en el cual se destacan el control predictivo basado en modelo (CPM) surgiendo en los años 70, también se encuentra el control dinámico por matriz (DMC) desarrollado a finales de los años 70, igualmente se tiene el control predictivo generalizado (GPC) surgiendo en los años 80 [12]. Todas estas estrategias de control se basan en los mismos principios teniendo diferencia en el objetivo de control, la función objetivo y el proceso a controlar. en este proyecto se estudiará a profundidad el CPM.

### 3.4.1. Control Predictivo Basado en Modelo (CPM)

El CPM es un conjunto de controladores en el cual se centra en la minimización de cierta función para obtener una señal de control. Esta estrategia de control tiene grandes ventajas en comparación con los controladores convencionales entre ellas está: El fácil manejo de multivariables, la introducción de restricciones durante el proceso de diseño, y la compensación intrínseca en los tiempos muertos. En cuanto a las desventajas de este, se encuentra la complejidad del algoritmo elevando costos computacionales, y la necesidad de implementar un algoritmo de optimización [12]. En la figura 3.4, se muestra un sistema dinámico en el cual es implementado el bloque CPM, en el que se efectúa unas acciones de control encargadas de deducir la optimización de un criterio o función de costo que está relacionada con el comportamiento futuro del sistema. Esto es logrado a partir de la referencia de entrada y algunas perturbaciones de esta misma, obteniendo la variable predicha de salida  $\hat{y}$  muy cercana a la señal de referencia  $r$ .

La variable de perturbación vistas en la figura 3.4, se puede dar como perturbaciones medible  $v$  y no medible  $d$ , donde la no medible son perturbaciones independientes provocadas por cambios inesperados en la variable de salida, afectando el desempeño de la planta ya que esta no tiene efecto sobre el controlador. Las perturbaciones medibles son recibidas directamente al CPM provocando la compensación inmediata, evitando efectos sobre la señal de salida  $y$ .

Por otro lado, la variable de ruido  $z$ , es producida por ruidos eléctricos, errores de muestreo y otros fenómenos que pueden afectar la medición de salida  $y$  [14].

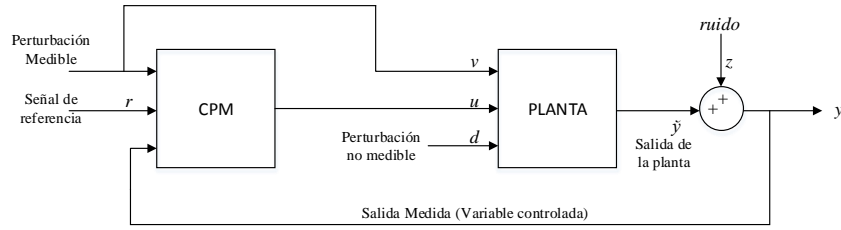


Figura 3.4: Diagrama de bloques del CPM.

El CPM tiene la característica de funcionar en tiempo discreto trabajando sobre un intervalo de control. Este se encarga de encontrar una trayectoria futura de la variable a controlar denominada  $u$ , implementando planos de horizonte de control y de predicción ( $M$  y  $N$  respectivamente), para el cual se predecirá cada instante  $k$  la salida futura del sistema. Las salidas predichas son denotadas por  $\hat{y}(k + hp|k)$ , donde  $hp=1,2,3,..,N$ . Para el siguiente instante de muestreo el controlador opera en dos etapas, que son la etapa de estimación y etapa de optimización. En la primera etapa el control se encarga de tomar todos los valores actuales de las variables conocidas y el modelo de la planta para determinar la predicción de desempeño de la variable de salida. En la etapa de optimización el control se encarga de especificar las

variables de perturbación medibles, la referencia y las restricciones en el horizonte de predicción, una vez obtenido estos valores, se calcula el valor siguiente de las variables obtenidas a través del horizonte de control (ver figura 3.5). Hay que tener en cuenta que el horizonte de predicción debe ser amplio para con el fin, que el controlador sea capaz de indicar la salida de la señal hasta obtener la condición de estado estable. Sin embargo, entre más amplio sea el horizonte de predicción mayor es el tiempo de computo. [13]

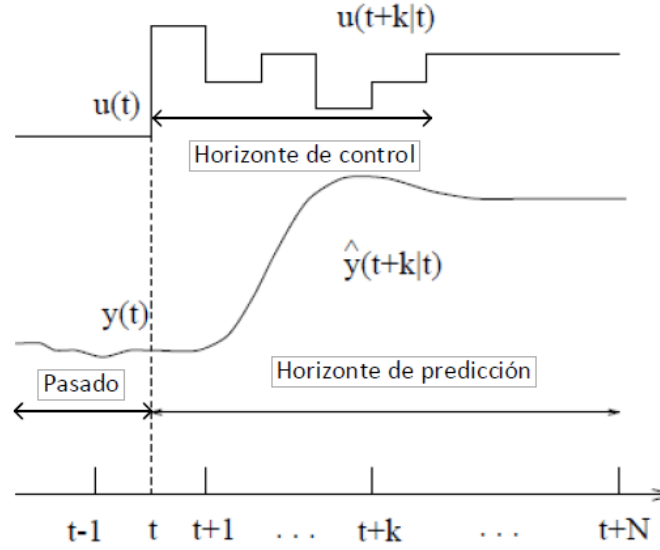


Figura 3.5: Comportamiento del CPM [13].

La modelación matemática del CPM difieren precisamente en la representación de los procesos y perturbaciones, y en la función a minimizar. Esta puede ser representado a partir de espacio de estados.

$$X(k+1|+) = Ax(k) + B_u u(t) + B_v v(k) + B_d d(k) \quad (3.4)$$

$$y(k+1|k) = (C_m + C_u)x(k) + (D_{vm} + D_{vu})v(k) + (D_{dm} + D_{du})d(k) + D_{uu}u(k) \quad (3.5)$$

Donde  $x(k)$  me representa el modelo de la planta,  $u(k)$  representa las variables operadas,  $v(k)$  es el vector de perturbaciones medibles y  $d(k)$  es el vector de perturbaciones no medibles los subíndices  $m$  y  $u$  representa a las salidas medibles y no medibles respectivamente.

La función de costo del MPC puede ser expresada con la ecuación (3.6) .

$$g(k) = \sum_{j=N1}^{N2} \delta(j)[\ddot{y}(k+j|k) - r(k+j)]^2 + \sum_{j=1}^M \lambda(j)[\Delta u(k+j-1)]^2 \quad (3.6)$$

$$\Delta u(k+j-1) = u(k) - u(j-1)^2 \quad (3.7)$$

en donde  $\delta(j)$  y  $\lambda(j)$  son secuencia de pesos que ponderan el comportamiento futuro.

En la ecuación (3.6), la primera sumatoria representa el seguimiento de la referencia y la segunda sumatoria representa el cambio actual de las variables operadas [15].

### 3.5. Aplicación del Control a Convertidores Eléctricos

Para la implementación del control en los convertidores e inversores en los sistemas HVDC se debe tener en cuenta los siguientes requerimientos :

- Funcionamiento admisible en los convertidores e inversores ante variaciones de frecuencia.
- El mínimo costo de potencia reactiva inyectada al convertidor.
- Suficiente rango de estabilidad y velocidad de respuesta en el control.
- Mínima caída de tensión en el terminal ante variaciones en la carga.
- Mínimo estrés en los tiristores.

Por lo visto en el capítulo 1 y 2 los convertidores más usados en los sistemas HVDC son los LCC, VSC y MMC. En la presente sección se menciona las variables más importantes a controlar en cada convertido y la ilustración de algunos esquemas de control implementados en estos convertidores.

#### 3.5.1. Control en convertidores LCC

Para los convertidores LCC los sistemas de control son aplicados principalmente a la corriente de enlace dc, a la potencia activa y el cambio de dirección de flujo de potencia, también son aplicados para estabilizar la tensión de red del colector, mediante la separación de la corriente del eje d y q de STATCOM, para la sincronización del convertidor LCC con la red se debe hacer un control en la rectificación de la frecuencia. Las aplicaciones de los controles sobre los convertidores LCC únicamente son mencionados debido a que el interés de estudio son los convertidores MMC.

### 3.5.2. Control en convertidores VSC

Los convertidores VSC-HVDC conectados a la red ac, deben cumplir con especificaciones eléctricas en el instante de la conmutación, como la misma amplitud de onda, misma frecuencia, misma secuencia. Estas especificaciones se logran en los convertidores a partir del control sobre las corrientes internas y externas, tensión dc, y potencia activa y reactiva con el fin de asegurar la estabilidad del sistema ante variaciones externas.

El control de corriente externa se encarga de generar la referencia para el control de corriente interna funcionando como lazo cerrado. La corriente interna se encarga de seguir la referencia de la corriente y generar el estado de conmutación de los dispositivos semiconductores. La potencia activa puede ser controlada a partir del control de la tensión dc o control de frecuencia; la potencia reactiva se controla a partir del control de la tensión ac [16].

Para el control en los convertidores VSC-HVDC, es usual, hacer uso del vector control, el cual consta de implementar la transformada de Parck, la cual transforma los ejes de la corriente y tensión abc a dq. El eje d se relaciona directamente a la potencia activa y el eje q a la potencia reactiva [16].

### 3.5.3. Control en convertidores MMC

En los convertidores MMC-HVDC aparece una serie de variables a controlar como lo es la potencia activa y reactiva, las corrientes internas y externas, corrientes circulantes, la tensión en los capacitores, ya que controlando estas variables el sistema se estabiliza. Estas variables a controlar surgen debido al aumento de capacitores y dispositivos IGBTs que aparece a partir de la integración de cada submódulo. Estas variables pueden ser controladas a partir de la aplicación de los esquemas de control descritas con anterioridad en el presente capítulo.

En las siguientes secciones se muestra con detalle las aplicaciones del control PI y Predictivo aplicado al convertidor MMC-HVDC respectivamente.

## 3.6. Control PI Aplicado a un Sistema HVDC Basado MMC

En el presente y segundo capítulo, se presentó la topología MMC y algunos esquemas de control aplicados al sistema HVDC. En la presente sección se describe los diferentes controles PI empleados en la figura 3.6 aplicado en un terminal MMC tipo Hall-Brich funcionando como inversor, en la cual se observa la implementación del control de potencia, control de corriente interna y control de tensión en los capacitores.

El control de potencia activa y reactiva se usa para determinar el controlador de las corrientes en caso de que el convertidor esté funcionando como inversor. En

caso de que el convertidor funcione como rectificador se hace uso del control de la potencia reactiva y del control de la tensión dc. En cuanto al control en el balance de tensión en los capacitores y de la corriente circulante, debe ser implementada ya que esta se regula las diferencias de tensión generadas entre el lado del terminal del MMC y de la red evitando sobre corrientes [17]. Todos los controles se implementan en un marco de referencia dq. El cual a partir de las mediciones de las corrientes en la salida del sistema en coordenadas dq son sincronizadas las tensiones de la red con el convertidor mediante el lazo de fase cerrado o *Phase-Locked-Loop* (PLL).

En la figura 3.6 se observa el esquema detallado del sistema MMC-HVDC funcionando como inversor. Donde se puede observar que se toma mediciones de corriente  $i_{red}$  y se transforma al marco de referencia dq ( $i_d, i_q$ ) con la determinación del PLL. La referencia de la potencia activa y reactiva ( $p_{ref}, Q_{ref}$ ) en el marco de referencia dq se introduce al control de potencia con el objetivo de obtener las corrientes de referencia ( $i_{d_{ref}}, i_{q_{ref}}$ ). Las corrientes obtenidas son ingresadas al controlador de corriente interna, el cual a la salida de este control se obtiene una tensión de referencia en marco de referencia dq ( $V_d^*, V_q^*$ ). A las tensiones obtenidas se transforman al marco de referencia abc obteniendo  $V_{REF}$  y se ingresan al control de tensión en los capacitores con las mediciones de la tensión de los capacitores ( $V_{cj}, V_{jx}$ ). La salida del control de tensión en los capacitores se ingresa al PWM, que se encarga de controlar la activación de los IGBTs, por medio de la comparación de la señal portadora triangular y la señal normalizada generada por la salida del control de tensión en los capacitores

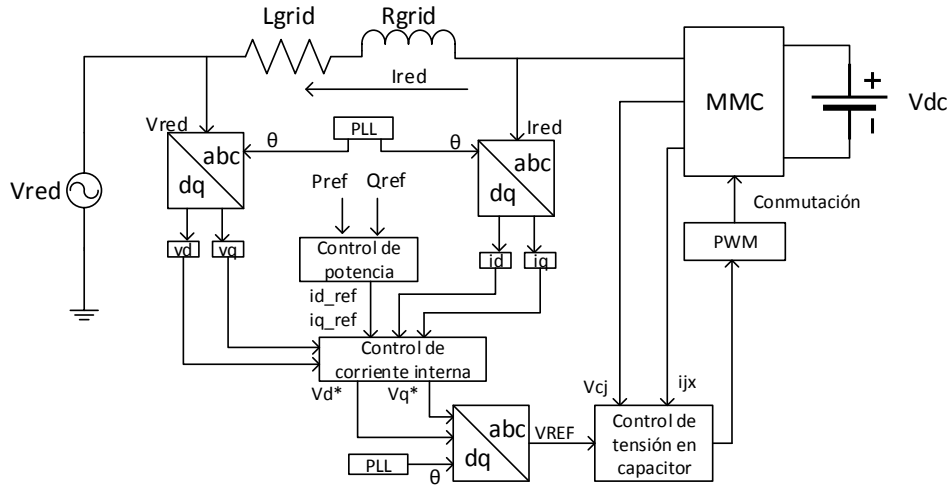


Figura 3.6: Esquema de control del sistema MMC-HVDC como inversor.

A continuación, se describe cada uno de los bloques mostrados en la figura 3.6



### 3.6.1. Lazo de fase cerrado o PLL

El lazo de fase cerrado o PLL, es uno de los controles importantes entre los convertidores, debido a que es el encargado de realizar la sintonización de la tensión del convertidor con la red eléctrica. Está es posible de obtener a partir de la utilización del ángulo de fase de la tensión de la red eléctrica, con el fin de obtener la sincronización del convertidor con la red en el punto de acoplamiento común. El PLL mantiene la sincronización a partir de la señal de frecuencia y la de fase. También el PLL es importante para la transformación de la señal retroalimentada al marco de referencia dq [18].

En la figura 3.7 se puede observar la implementación del PLL a partir de un diagrama de bloques, donde se hace uso de un integrador a la salida de la suma de la frecuencia fundamental de la red  $\omega = 2\pi * 60$  y del control PI el cual su función de transferencia está determinada por:

$$H(s) = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (3.8)$$

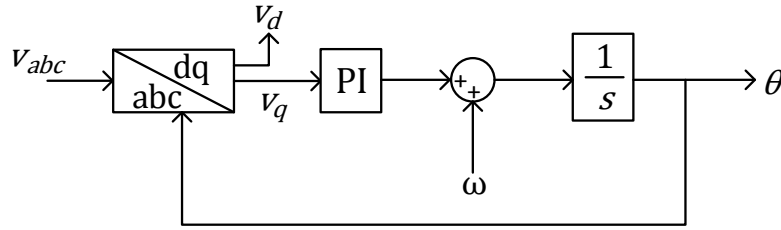


Figura 3.7: Determinación del PLL.

La función de transferencia  $H(s)$  puede ser representada por (3.9) debido a que esta está definida por un integrador puro [19].

$$G(s) = \frac{2w_n \zeta s + w_n^2}{s^2 + 2w_n \zeta s + w_n^2} \quad (3.9)$$

Donde  $\zeta$  es el factor de amortiguamiento y este equivale a 0.707 y  $t_s$  es el tiempo de estabilización y equivale a 0.01s.

Los valores de  $k_p$  y  $k_i$  para el PI de la figura 3.7 se calculan a partir de [19]:

$$k_p = \frac{9,2}{t_s} \quad (3.10)$$

$$k_i = w_n^2 \quad (3.11)$$

$$w_n = \frac{4,6}{\zeta t_s} \quad (3.12)$$

### 3.6.2. Transformación ABC a dq de la tensión y corriente de salida.

Para la transformación del sistema de coordenadas ABC a dq es necesario la implementación de (3.13) y (3.14) [17].

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Para volver al sistema de referencia ABC se implementa la transformada inversa de Park dada en (3.15) y (3.16).

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

El valor de  $\theta$  es el ángulo de la red y se calcula a partir del PLL.

### 3.6.3. Control de potencia activa y reactiva en lazo cerrado

La implementación del control de potencia activa y reactiva se hace con el fin de generar una corriente de referencia la cual se usará en la sección 3.6.4. Se debe tener en cuenta que también se puede generar la corriente de referencia a partir del control de tensión dc, pero en este caso se usa el control de potencia activa y reactiva debido a que el convertidor funciona como inversor.

Para la implementación del control de potencia activa y reactiva se hace uso de las tensiones y corrientes en el sistema dq, así:

$$P(t) = \frac{3}{2}(v_d(t) * i_d(t) + v_q(t) * i_q(t)) \quad (3.17)$$

$$Q(t) = \frac{3}{2}(-v_d(t) * i_q(t) + v_q(t) * i_d(t)) \quad (3.18)$$

En el marco de referencia dq la tensión  $V_q \approx 0$ , el cual la potencia activa y reactiva se resume en:

$$P(t) = \frac{3}{2} V_d(t) * i_d(t) \quad (3.19)$$

$$Q(t) = -\frac{3}{2} V_d(t) * i_q(t) \quad (3.20)$$

Como se puede observar en (3.19) y (3.20) la potencia activa y reactiva son controladas básicamente por la corriente en coordenada d ya que  $V_d$  es constante. La estructura de control de potencia activa y reactiva es la misma debido a la similitud que hay entre (3.19) y (3.20). En la figura 3.8, se puede observar el control en lazo cerrado de potencia activa, el cual contiene el control de la corriente  $i_d$  y la ganancia originada por (3.19). El control de potencia reactiva contendrá el control de corriente en coordenada  $i_q$  y la misma función de transferencia del control de potencia activa.

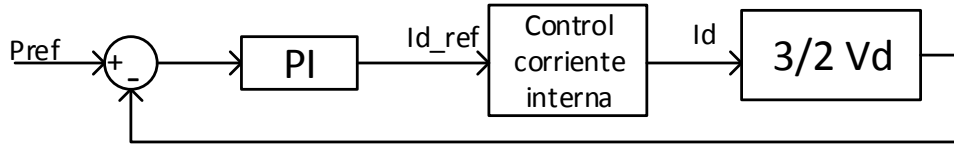


Figura 3.8: Control de potencia activa en lazo cerrado.

Los valores de  $K_p$  y  $K_i$  para el PI de la figura 3.8 se calculan a partir de:

$$K_p = \frac{2}{3 * V_d} \quad (3.21)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (3.22)$$

donde

$$T_i = \frac{1}{2 * F_{sw} * \omega_n^2} \quad (3.23)$$

### 3.6.4. Control de corriente interna

A partir de la figura 2.1, se determina el circuito equivalente mostrado en la figura 3.9 asumiendo infinitos niveles generando una onda sinusoidal ideal a la salida del termina MMC.

A partir de la figura 3.9 se determina la ecuación descrita en (3.24) en coordenadas ABC aplicando la segunda ley de Kirchhoff.

$$L_o \frac{di_x}{dt} = -r_o i_x + V_{redX} - v_{mmcX} \quad (3.24)$$

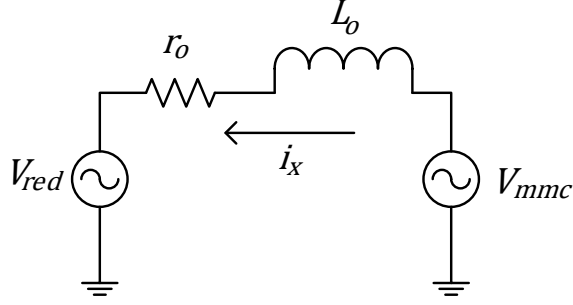


Figura 3.9: Equivalente del sistema con MMC ideal.

Donde  $X=(a,b,c)$ . Pasando (3.24) a coordenadas dq se obtiene:

$$L_o \frac{di_x}{dt} = -r_o i_d + V_d - V_d^* + w L_o i_q \quad (3.25)$$

$$L_o \frac{di_d}{dt} = -r_o i_q + V_q - V_q^* - w L_o i_d \quad (3.26)$$

Donde  $w$  es la frecuencia angular de la red,  $L_o$  es la inductancia de la red,  $V_d^*$  y  $V_q^*$  es la tensión obtenida a la salida del MMC en coordenadas dq y,  $V_d$  y  $V_q$  es la tensión suministrada por la red en coordenadas dq.

De (3.25) se obteniendo la función de transferencia en el dominio de Laplace en el eje d mostrada en (3.27):

$$\frac{i_d}{V_{red}} = \frac{1}{L_o s + r_o} \quad (3.27)$$

En la figura 3.10, se muestra el esquema de control de la corriente interna descrita anteriormente.

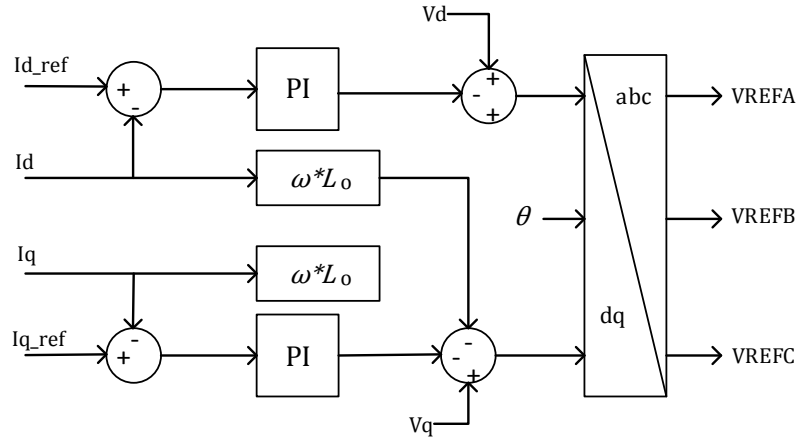


Figura 3.10: Esquema básico del control de corriente interna.

### 3.6.5. Control de balance de tensión en los capacitores

El balance de tensión en los capacitores es necesario implementarlo, debido a que estos producen una diferencia de tensión entre el lado ac de la red y la salida del MMC [20], el cual se debe reducir a lo más mínimo. Para ello se empleará dos controladores, control promedio de tensión y control de balance de tensión individual en los capacitores, propuesto en [21].

#### 3.6.5.1. Control promedio de tensión

Para el control promedio de tensión se hace uso de la corriente circulante del sistema, ya que esta está asociada directamente con la diferencia de tensión, la cual se determina a partir de:

$$i_{circx} = \frac{i_{Ux} + i_{Lx}}{2} \quad (3.28)$$

Debido a la relación existente entre la corriente circulante y la diferencia de tensión generada por los capacitores, esta debe ser controlada para evitar sobre corrientes en los submódulos y así disminuir las pérdidas en los elementos activos y pasivos del MMC y disminuir las perturbaciones durante los transitorios [17]. Para esto se hace uso de (3.29) y (3.30) propuestas en [22].

$$i_{circxref} = K_1(V_{cref} - V_{Cpromx}) + K_2 \int (V_{cref} - V_{Cpromx}) dt \quad (3.29)$$

$$V_{mx} = K_3(-i_{circxref} + i_{circx}) \quad (3.30)$$

$$v_{c_{promx}} = \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^{2N} v_{c_{jx}} \quad (3.31)$$

donde  $i_{circxref}$  es la corriente circulante de referencia generada a través de la tensión promedio de los capacitores  $V_{C_{promx}}$  y la tensión de referencia del capacitor  $V_{cref}$ ,  $K_1$ ,  $K_2$  son las ganancias proporcionales e integrales del control de tensión y  $K_3$  es la ganancia proporcional del control de corriente circulante obteniendo así, control en la tensión promedio en los capacitores y en la corriente circulante sin afectar al control de corriente de fase [21].

En la figura 3.11, se observa el diagrama de bloque propuesto en [22] para el control promedio de tensión. En esta se puede observar el planteamiento de (3.29) y (3.30).

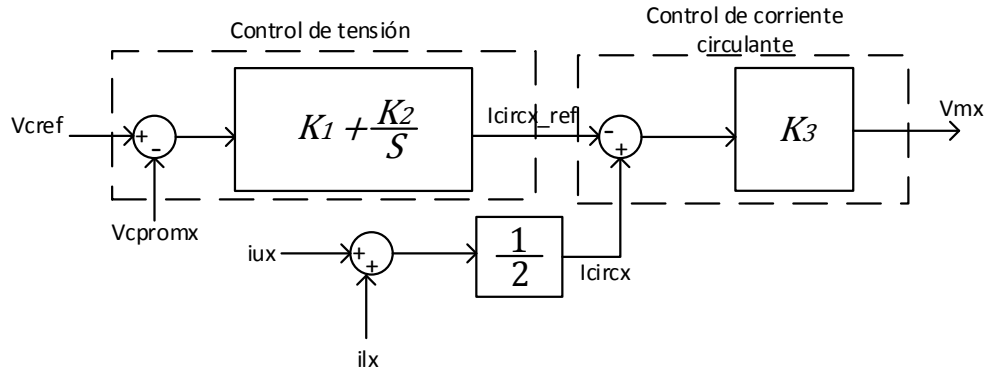


Figura 3.11: Control promedio de tensión

Los valores  $K_1$ ,  $K_2$  y  $K_3$  se obtiene como [21]:

$$T_1 \ll T_{V1} \approx T_B \approx \frac{1}{w} \ll T_{V2} \quad (3.32)$$

$$T_{V1} = \frac{2C}{K_1} \quad (3.33)$$

$$T_{V2} = \frac{K_1}{K_2} \quad (3.34)$$

$$T_1 = \frac{2L_{arm}}{16K_3} \quad (3.35)$$

donde,  $T_1$  representa a la constante de tiempo de la corriente menor en lazo cerrado,  $T_{V1}$  y  $T_{V2}$  representan a las tensiones mayores en lazo cerrado y  $T_B$  representa al control de balance.

### 3.6.5.2. Control de balance de tensión individual

Para el control de balance de tensión individual se implementa el control dado en la figura 10, en donde determina una potencia activa generada por la corriente de cada brazo y la tensión de cada capacitor por brazo.

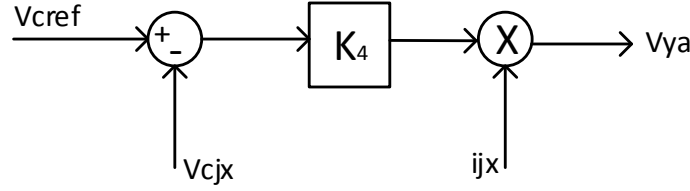


Figura 3.12: Control de balance de tensión independiente

La ganancia  $K_4$  se determina mediante:

$$T_B = \left( \frac{\sqrt{3}CV_cL_{arm}}{K_4VI} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.36)$$

### 3.6.6. Generación de referencia de tensión

Una vez implementado los dos controladores mencionados anteriormente, se procede a realizar la tensión de referencia para el control del PWM aplicando (3.37) y (3.38)

$$V_{rux} = V_{mux} + \frac{V_{dc}}{2N} - \frac{V_{refx}}{N} + V_{yux} \quad (3.37)$$

$$V_{rlx} = V_{mlx} + \frac{V_{dc}}{2N} - \frac{V_{refx}}{N} + V_{ylx} \quad (3.38)$$

donde las variables  $V_{mux}$  y  $V_{yux}$  son las tensiones obtenidas a la salida de los controladores descritos en la sección anterior,  $V_{REFx}$  es la tensión de referencia generada a la salida del control de corrientes internas explicado en la sección 3.6.4, y la variable  $V_{dc}/2N$  hace referencia a la tensión media del submódulo. A partir de lo anterior, se hace una representación en diagrama de bloque mostrado en la figura 3.13, donde (a) representa a (3.37) y (b) representa a (3.38)

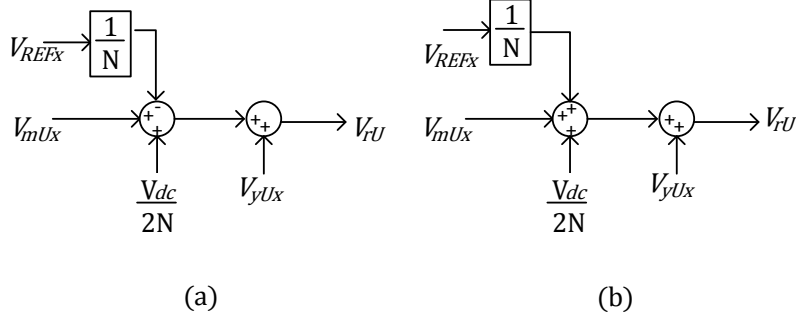


Figura 3.13: Generación de referencia de la tensión.

Con lo obtenido se procede a realizar la normalización de la señal dividiendo individualmente la tensión de cada submódulo, para así ser comparada con la señal portadora triangular de amplitud 1 y una frecuencia de 2000 Hz, y obtener la generación de pulsos como se muestra en la figura 3.14.

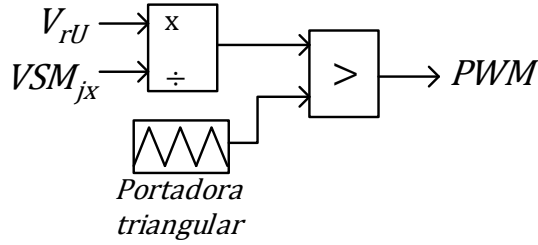


Figura 3.14: Generación de pulsos

### 3.7. Control Predictivo Aplicado a un Sistema HVDC Basado MMC

A partir del modelo ilustrado en el capítulo anterior en la figura 2.1, se puede identificar que esta compuesto por dos brazos por pierda identificados como positivo (*Uper* (U)) y negativo (*Lower* (L)). Por motivos de análisis es necesario modelar los submódulos de cada brazo como fuentes de tensión. A continuación se realiza el modelado de las corrientes y tensiones por brazo de la fase a [23, 24].

$$i_{Ua} = i_s + i_{az} + i_{ioa} \quad (3.39)$$

$$i_{La} = i_s + i_{az} - i_{ioa} \quad (3.40)$$



$$\frac{v_{dc}}{2} = 3L_s \frac{di_s}{dt} + 3r_s i_s + v_{Ua} + L \frac{di_{Ua}}{dt} + r i_{Ua} + 2L_o \frac{di_{oa}}{dt} + 2r_o i_{oa} + v_{no} \quad (3.41)$$

$$\frac{v_{dc}}{2} = 3L_s \frac{di_s}{dt} + 3r_s i_s + v_{La} + L \frac{di_{La}}{dt} + r i_{La} - 2L_o \frac{di_{oa}}{dt} - 2r_o i_{oa} - v_{no} \quad (3.42)$$

Donde  $v_{no}$  es la tensión medida entre el punto neutro ac y el punto medio del bus dc, y esta dado por la siguiente ecuación:

$$v_{no} = \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} (v_{Lx} - v_{Ux}) \quad (3.43)$$

### 3.7.1. Calculo de la corriente de salida en un terminal MMC

La magnitud de la corriente de salida es igualmente distribuida entre el brazo superior e inferior. La corriente de salida de la fase a puede ser expresada de siguiente forma:

$$i_{oa} = \frac{i_{Ua} - i_{La}}{2} \quad (3.44)$$

Finalmente reemplazando (3.43) y (3.44) en (3.41) y (3.42) se obtiene el modelo dinámico de la corriente de salida.

$$\frac{di_{oa}}{dt} = \frac{1}{2L + 4L_o} \left[ v_{La} - v_{Ua} - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} (v_{Lx} - v_{Ux}) - (2r + 4r_o) i_{oa} \right] \quad (3.45)$$

Igualmente para las otras dos fases.

$$\frac{di_{ob}}{dt} = \frac{1}{2L + 4L_o} \left[ v_{Lb} - v_{Ub} - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} (v_{Lx} - v_{Ux}) - (2r + 4r_o) i_{ob} \right] \quad (3.46)$$

$$\frac{di_{oc}}{dt} = \frac{1}{2L + 4L_o} \left[ v_{Lc} - v_{Uc} - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} (v_{Lx} - v_{Ux}) - (2r + 4r_o) i_{oc} \right] \quad (3.47)$$

Las ecuaciones (3.45), (3.46) y (3.47) me describen el comportamiento de las corrientes salientes en tiempo continuo, posteriormente se realiza la conversión de estas ecuaciones a el dominio del tiempo discreto. Usando la técnica de discretización de Euler se obtienen las siguientes expresiones [23, 24].

$$i_{oa}^p(k+1) = \Gamma_o \left[ v_{La}^p(k) - v_{Ua}^p(k) - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} (v_{Lx}^p(k) - v_{Ux}^p(k)) \right] + \Phi_o i_{oa}^m(k) \quad (3.48)$$

$$i_{ob}^p(k+1) = \Gamma_o \left[ v_{Lb}^p(k) - v_{Ub}^p(k) - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} (v_{Lx}^p(k) - v_{Ux}^p(k)) \right] + \Phi_o i_{ob}^m(k) \quad (3.49)$$

$$i_{oc}^p(k+1) = \Gamma_o \left[ v_{Lc}^p(k) - v_{Uc}^p(k) - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} (v_{Lx}^p(k) - v_{Ux}^p(k)) \right] + \Phi_o i_{oc}^m(k) \quad (3.50)$$

donde

$$\Gamma_o = \frac{T_s}{2L + 4L_o} \quad (3.51)$$

$$\Phi_o = 1 - \frac{(2r + 4r_o)T_s}{2L + 4L_o} \quad (3.52)$$

### 3.7.2. Cálculo de la tensión por brazo en un terminal MMC

La tensión en la salida de un submódulo está dado por:

$$v_{SM_1} = S_1 v_{c1} \quad (3.53)$$

Donde  $S_1$  representa la función de suicheo. Cada brazo está conformado por una conexión en cascada de  $J$  submódulos. Los submódulos son modelados como fuentes de tensión y ésta se modela como se muestra a continuación:

$$v_{xy} = \left( \frac{S_{xy}}{J} \right) (v_{c1} + v_{c2} + v_{c3}) \quad (3.54)$$

Donde  $S_{xy}$  representa el nivel de tensión por brazo. Realizando la transformación a tiempo discreto de la ecuación (3.54) se obtiene [23, 24].

$$v_{xy}^p(k) = \left( \frac{S_{xy}^p}{J} \right) [v_{c1}^m + v_{c2}^m + v_{c3}^m] \quad (3.55)$$

### 3.7.3. implementación del algoritmo predictivo en un terminal MMC

El diagrama de bloques generalizado de la implementación del algoritmo predictivo se ilustra en la figura 3.15. la estrategia predictiva es diseñada para controlar las corrientes salientes, la cual es implementada en el control central. La salida del control central es el vector de tensión optimizado, el cual es llevado a el control local. Cada brazo del terminal esta equipado con un control local, el cual por medio de un balanceo de energía en los capacitores, la dirección de la corriente y el número de submódulos activos, selecciona el estado de suicheo el cual va a cada uno de los submódulos del brazo [23, 24].

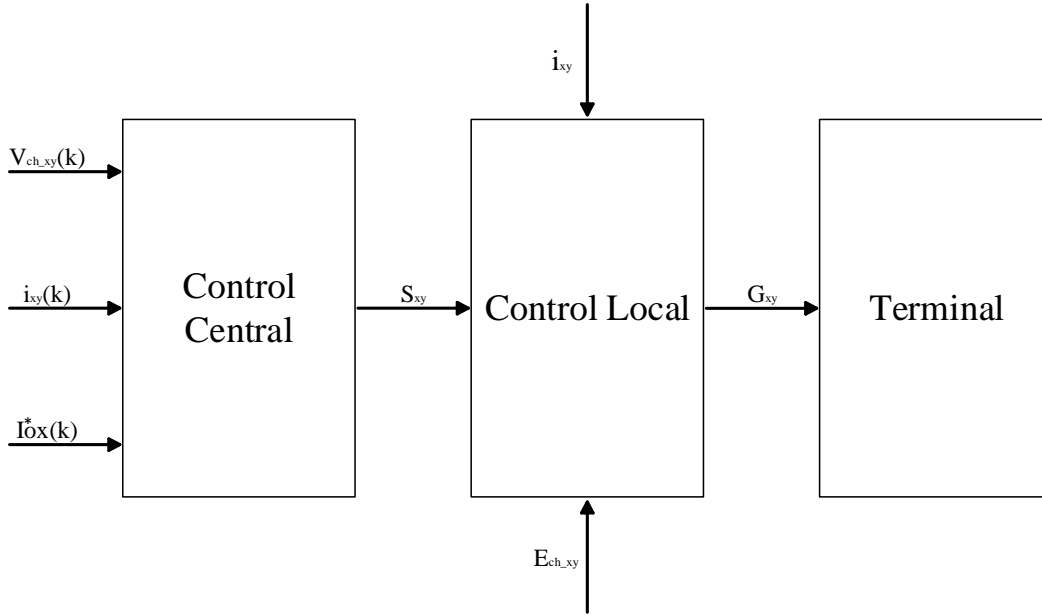


Figura 3.15: Diagrama de bloques del control predictivo.

En el control central se realiza toda la parte matemática para cálculo del modelo predictivo. En donde al ingresar variables tales como las corrientes salientes y el valor de la tensión en los capacitores en el instante  $k$ th, se realiza el calculo del valor de las corrientes salientes en el instante  $k+1$ , el cual es utilizado para minimizar la función de costo. Por otro lado en el control central también se realiza el procedimiento de la extrapolación de Lagrange para calcular el valor de la corriente saliente de referencia en el instante  $k+1$ . Finalmente es el encargado de minimizar la función de costo y obtener el vector de tensión.

La implementación del control central del algoritmo predictivo se realiza siguiendo el procedimiento que se especifica a continuación [23, 24]:

1. Inicialmente se debe realizar la medición de la corriente por cada uno de los brazos  $i_{xy}(k)$  y la tensión en cada uno de los submódulos  $v_{c1_{xy}}$ ,  $v_{c2_{xy}}$  y  $v_{c3_{xy}}$ .
2. La referencia de la corriente de salida  $i_{ox}^*(k)$  se genera con la amplitud y frecuencia requeridas. El instante  $K$ th de referencia de la corriente de salida es extrapolado a el instante  $(k+1)$  por medio de la técnica de extrapolación de Lagrange.

$$i_{ox}^*(k+1) = 4i_{ox}^*(k) - 6i_{ox}^*(k-1) + 4i_{ox}^*(k-2) - i_{ox}^*(k-3) \quad (3.56)$$

3. La tensión en los brazos se predicen ( $v_{xy}^p(k+1)$ ) para todos los posibles vectores de salida.
4. La tensión obtenida en el ítem anterior se utilizan para calcular el valor de la corriente de salida del algoritmo predictivo  $i_{ox}^p(k+1)$ .
5. Se evalúa la función de costo, la cual es definida de la siguiente forma:

$$g(k) = \lambda_o * |i_{ox}^*(k+1) - i_{ox}^p(k+1)| \quad (3.57)$$

Donde  $\lambda_o$  es el factor de peso. La función objetivo es optimizada y a partir de ella se obtiene el vector de tensión, el cual sera ingresado al control local.

6. El factor de peso de la corriente saliente esta dado por [23, 24]:

$$\lambda_o = \frac{I_{ox}^*}{I_b} \quad (3.58)$$

Donde  $I_b$  representa el valor base rms de la corriente de salida

En la figura 3.16 se observa el diagrama de bloques del procedimiento para la realización del control central explicado anteriormente.

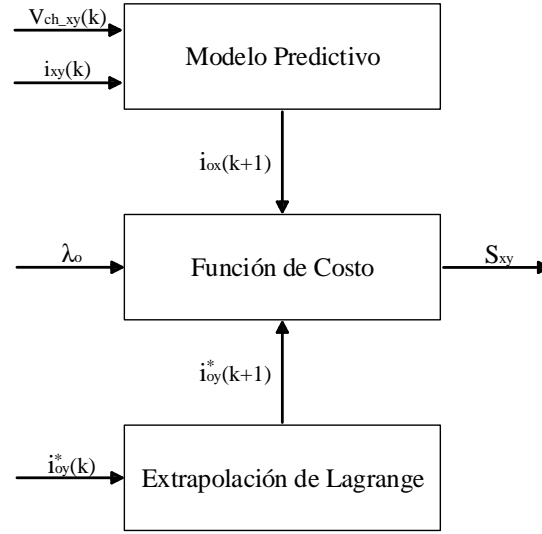


Figura 3.16: Diagrama de bloques del control central.

Una vez evaluada y optimizada la función de costo, se procede a realizar el calculo de las funciones de suicheo para cada submódulo a partir del control local. Para esto se deben tener en cuenta el siguiente procedimiento [23, 24]

1. Calculo de la energía en cada uno de los capacitores del terminal.

$$E_{Ch_{xy}} = 0,5Cv_{Ch_{xy}}^2 \quad (3.59)$$

2. La magnitud de la energía de los capacitores obtenida es ingresada a la comparación lógica.
3. En la comparación lógica relativa, la energía de cada capacitor es comparada con la energía de los otros capacitores del brazo. La salida de la comparación es ingresada a la variable ( $VI_h$ ) para proceder al siguiente paso.
4. Se realiza la medición de la corriente por brazo ( $i_{xy}$ ) y se determina la dirección de la misma ( $D$ ). Si la dirección es positiva  $D=1$ , y si la dirección es negativa  $D=0$ .
5. La dirección de la corriente del brazo es utilizada para ordenar el indice de los submódulos de forma ascendente o descendente. A continuación se presenta una expresión matemática para realizar el ordenamiento de los datos.

$$AI_h = VI_h * (1 - D) + (J - 1 - VI_h) * D \quad (3.60)$$

6. Finalmente, el número del índice de cada subódulo ( $AI_h$ ) es comparado con el número de referencia ( $J - S_{xy}$ ) para generar el estado de 'INSERT=1' o 'BYPASS=0' para cada submódulo del terminal.

En la figura 3.17 se observa el diagrama de bloques del procedimiento para la realización del control local explicado anteriormente.

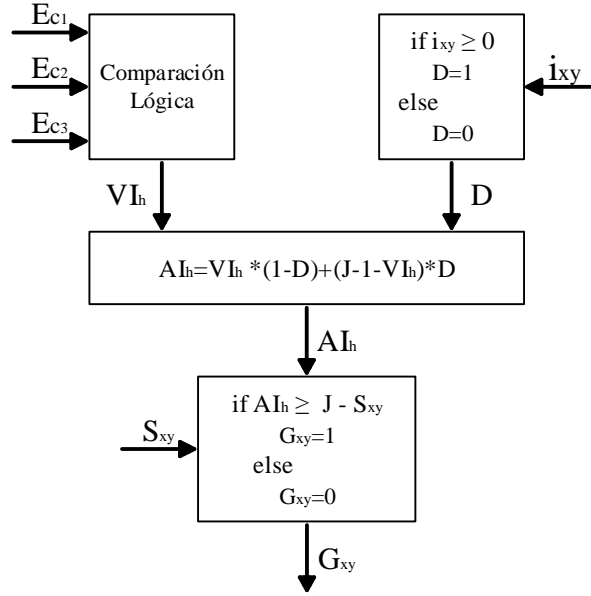


Figura 3.17: Diagrama de bloques del control local.

# Capítulo 4

## Simulacion del Control Aplicado a un Terminal HVDC Basado en MMC

El presente capitulo describe el comportamiento del sistema mostrado en la figura 2.1 conectado a una turbina eólica, aplicando control sobre la corriente de salida del terminal MMC a partir del control PI convencional y el control predictivo descritos en el capitulo anterior. Los datos de los parámetros usados en el sistema son mostrados en la tabla 4.1, y las ganancias de los controladores a implementar se presentan en la tabla 4.2 las cuales fueron obtenidas a partir del cálculo matemático descritos en el capítulo 3. A partir de los esquemas de control explicados en el capitulo anteriormente (PI y predictivo, sección 3.6 y 3.7 respectivamente) se realiza un análisis individual y comparativo.

En la figura 4.2 se puede observar el sistema a analizar, en donde la granja eólica está conectada al terminal por medio de un banco de transformadores que son los encargados de elevar la tensión de 690 V a 220 kV. Los bloques SM representan a los submódulos por brazo los cuales fueron descritos en el capítulo 2, seguido de esto, se observa la implementación de un conmutador trifásico con el fin de conectar la salida del transformador de 13.2/220 kV al terminal MMC. Es necesario la implementación de un transformador en la sección de la turbina y el terminal MMC con el objetivo de elevar el nivel de tensión. La turbina es representada por el bloque denominado Turbina. Para la implementación del sistema se hace uso del programa de simulación Matlab/Simulink.

El sistema esta compuesto por una granja eólica la cual cuenta con un total de 53 aerogeneradores, cada uno con una potencia nominal de 9.5 MW. El sistema opera con potencia activa de  $P_{ref1} = 250\text{MW}$ , y  $Q_{ref1} = 0$ . Por condiciones de prueba al cambio de referencia en la potencia, se realiza un aumento en la referencia de 250 MW para observar el comportamiento de la salida.

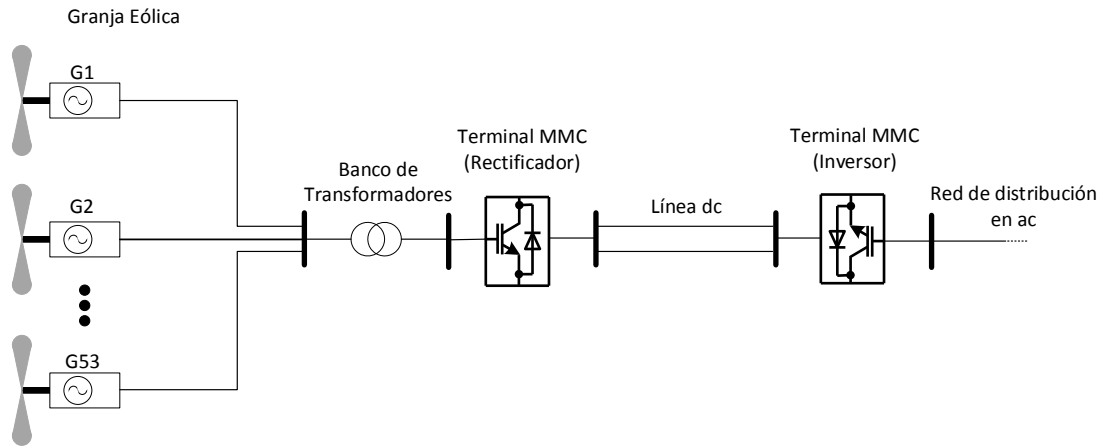


Figura 4.1: Esquema general del sistema HVDC-MMC implementado.

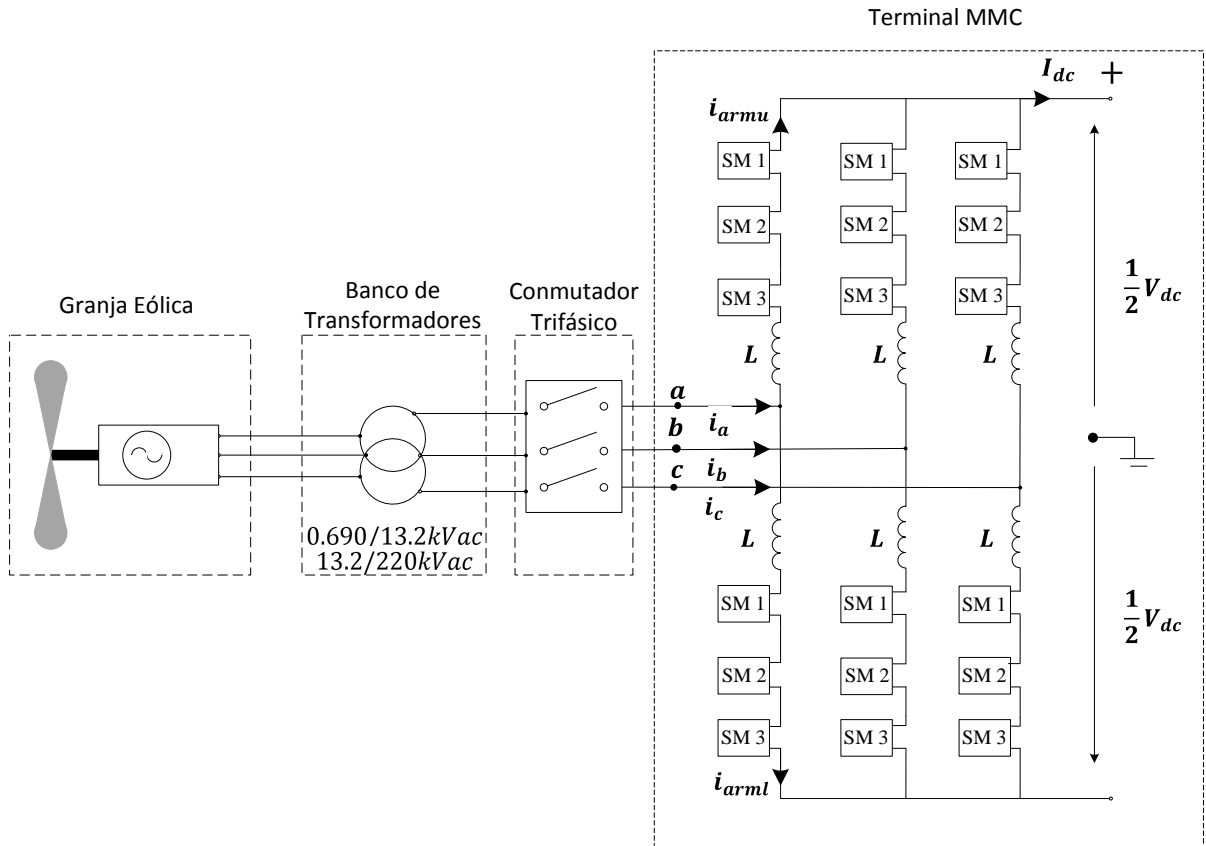


Figura 4.2: Esquema del sistema HVDC-MMC implementado.



Cuadro 4.1: Parámetros del sistema

Parámetros del sistema	$V_{ac}$ (kV)	$V_{Cref}$ (kV)	$C$ (mF)	$L$ (mH)	$r$ (Ohm)	$L_o$ (mH)	$r_o$ (Ohm)	$f_{sw}$ (kHz)	$f_o$ (Hz)	$P$ MW
	220	72	2	7	0.1	28	0.79	2	60	500

Cuadro 4.2: Ganancias de los controladores implementados en el sistema

Control PLL		Control de potencia		Control de corriente interna		Control de balance de tensión en los capacitores			
$K_p$	$K_i$	$K_p$	$K_i$	$K_p$	$K_i$	K1	K2	K3	K4
920	$423 \times 10^3$	$3,711 \times 10^{-6}$	$9,45 \times 10^{-3}$	78,7	$1,77 \times 10^5$	1	300	1.5	0.9

Teniendo en cuenta que la tensión del bus dc es  $400kV_{dc}$  se obtiene la magnitud de la corriente de salida es  $588,06125A$  dado el siguiente procedimiento.

$$V_{dc}I_{dc} = \sqrt{3}V_{LL}I_LFP \quad (4.1)$$

$$I_{dc} = \frac{\sqrt{3}V_{LL}I_LFP}{V_{dc}} \quad (4.2)$$

$$I_{dc} = \frac{\sqrt{3}220kV \frac{900}{\sqrt{2}} 0,97}{360kV} \quad (4.3)$$

## 4.1. Resultados del Control PI.

En la presente sección se muestra el resultado obtenido del control de potencia y el control de la corriente saliente, también se presenta los resultados obtenidos del control de balance en los capacitores haciendo uso de las ganancias mostradas en la tabla 4.2

### 4.1.1. Resultado del control de potencia

El control de potencia activa y reactiva implementado en la sección 3 es efectuado al sistema mostrado en la figura 4.1 obteniendo los resultados de la figura 4.2, donde la potencia activa de referencia está representada por la línea negra, con su correspondiente potencia activa medida representada por la línea azul, también se observa la potencia reactiva de referencia representada por la línea roja y la potencia reactiva medida representada por la línea verde.

En la figura 4.3 se observa el desacople entre las potencias activas y reactivas en la cual, ante la variación de potencia activa de referencia generada, la potencia

activa medida sigue su respectiva referencia estabilizandose en un tiempo de 5ms con un sobre paso de 140MW , y la potencia reactiva estimada antes estos cambios de potencia activa, se estabiliza en un tiempo de 3ms. En las variaciones de potencia reactiva de referencia se observa que la potencia reactiva medida se estabiliza en un tiempo de 2ms con un sobre paso de 30MVar , y la potencia activa ante estos cambios de potencia reactiva, sigue la referencia aumentando su amplitud amplitud.

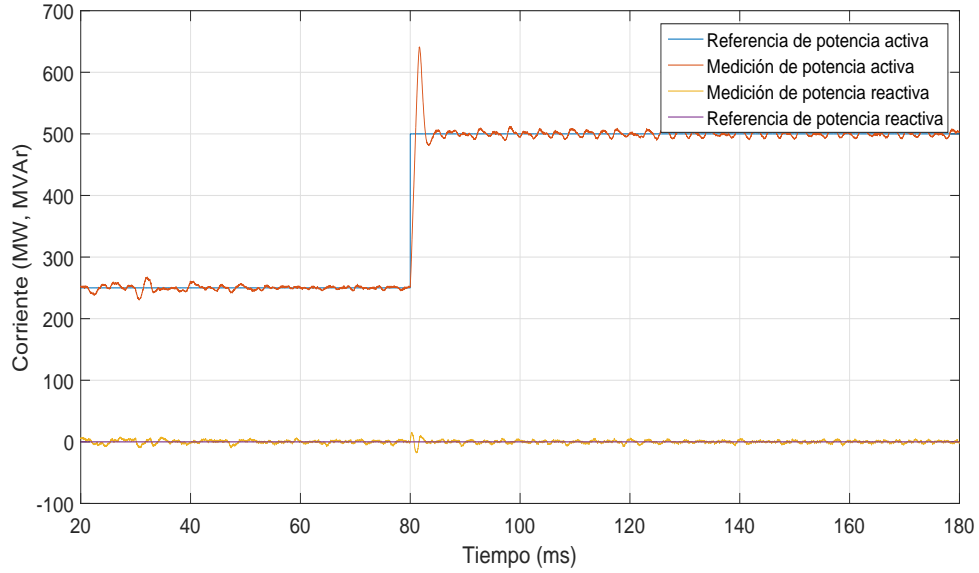


Figura 4.3: Referencia y medición de potencia activa y reactiva.

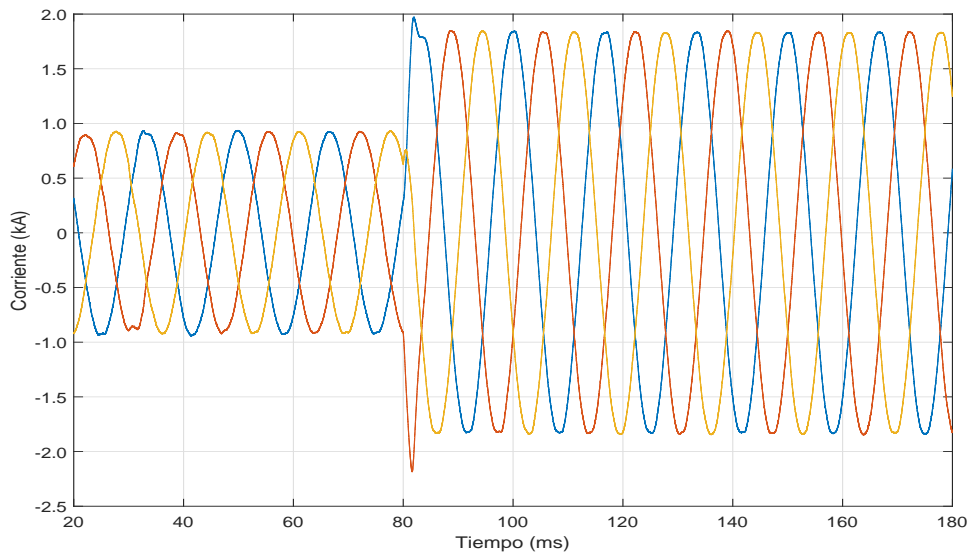


Figura 4.4: Corriente de entrada del terminal MMC.

### 4.1.2. Resultados balance de tensión en capacitores

En la figura 4.5 se observa la tensión en el capacitor superior e inferior  $V_{SM1}$  de la fase a del terminal MMC de color rojo y azul respectivamente, ilustrando el comportamiento de la tensión en los capacitores después de haber sido controlada la tensión por los controladores de promedio de tensión y balance de tensión individual en los capacitores. El THD de tensión en los capacitores es de 69.72 % con una frecuencia fundamental de 60 Hz.

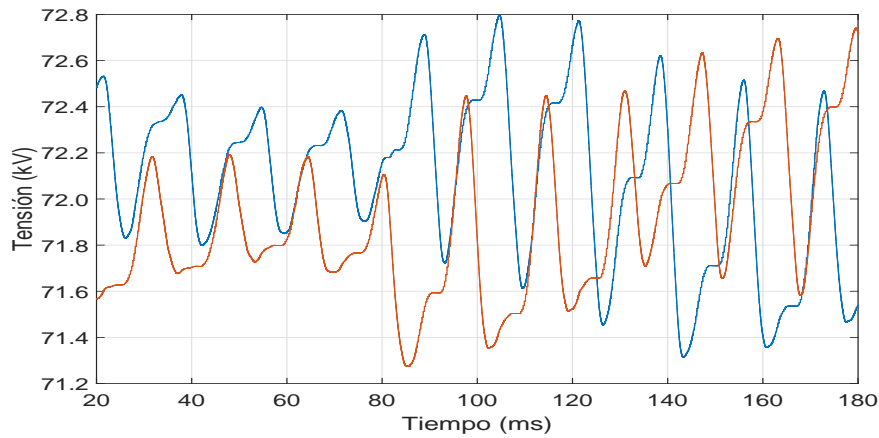


Figura 4.5: Tensión en el capacitor del brazo superior e inferior SM1

### 4.1.3. Resultados del control de corriente saliente

En la figura 4.4 se puede observar la corriente de salida del sistema, controlada a partir de la implementación del control sobre los capacitores y la corriente interna. Se muestra la onda sinusoidal de la corriente de salida en el intervalo de tiempo de  $t=0.065s$  hasta  $t=0.1s$ , esto con el fin de observar el cambio que se produce en el instante de la inyección de potencia activa al sistema en  $t=0.08s$ . Se observa que la corriente se estabiliza en un tiempo de 5ms ante el cambio de potencia activa. El THD medio de la corriente de salida antes y después de la inyección de potencia activa es de 0.64 % y 1.01 % respectivamente, teniendo un aumento de 0.37 %.

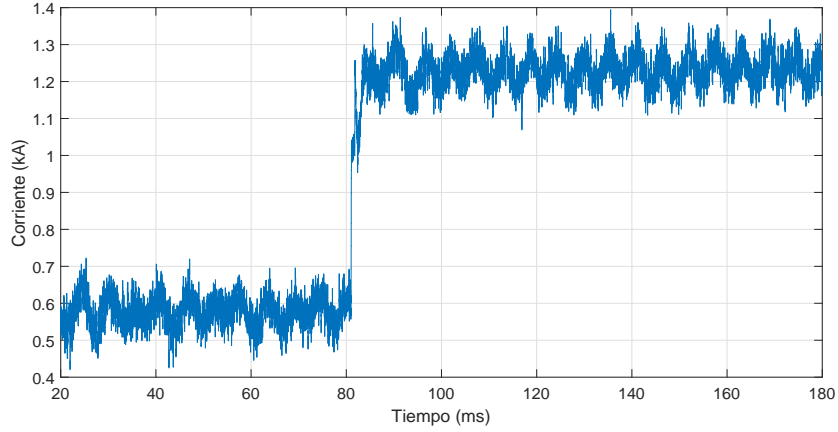


Figura 4.6: Corriente de salida del terminal MMC.

## 4.2. Resultados Control Predictivo

A partir del procedimiento indicado en el capítulo anterior, el sistema es simulado en el software Simulink de MATLAB. A continuación en la figura 4.7, se observa la implementación de la técnica de extrapolación de Lagrange (ecuación 3.56) por medio de diagrama de bloques, la cual es la referencia en amplitud y fase de la corriente de salida.

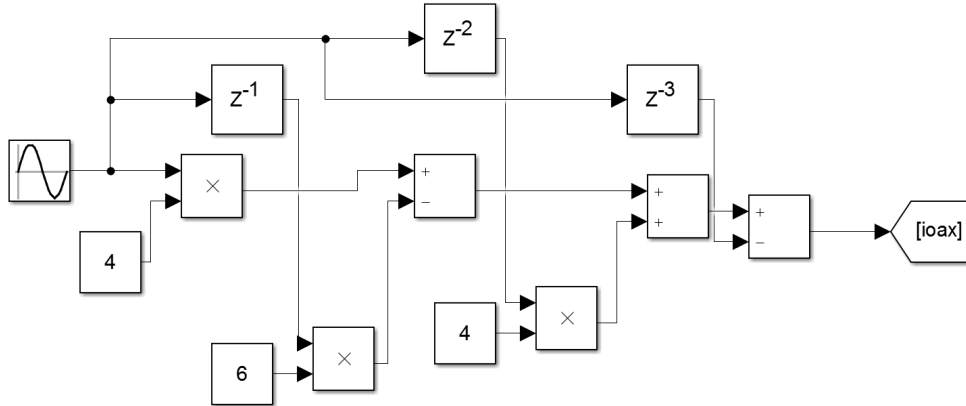


Figura 4.7: Diagrama de bloques de la técnica de extrapolación de Lagrange.

Siguiendo el procedimiento indicado en el capítulo anterior se realiza la implementación de la comparación lógica como se muestra en la figura 4.9. Donde las variables de entrada ( $Ec1_{ua}$ ,  $Ec2_{ua}$ ,  $Ec3_{ua}$ ,  $Ec4_{ua}$  y  $Ec5_{ua}$ ) son las energías en cada uno de los capacitores del brazo superior de la fase a. y los valores de salida ( $VI1_{ua}$ ,  $VI2_{ua}$ ,  $VI3_{ua}$ ,  $VI4_{ua}$  y  $VI5_{ua}$ ) indican a que cantidad de capacitores es mayor la energía de un capacitor determinado. La comparación lógica se realiza como implementación del control local para conocer la energía de que capacitor

es mayor y así realizar los siguientes pasos para la obtención de las funciones de conmutación de cada uno de los submódulos.

Para finalizar la parte del control central se hace necesario la obtención de todos los posibles vectores de tensión, la obtención de la corriente saliente predictiva y finalmente la evaluación de la función de costo. Una vez medidas las diferentes variables a utilizar es necesario evaluar la función de costo y minimizar la misma. Una vez medidas las diferentes variables a utilizar, es necesario evaluar la función de costo (ecuación 3.57) y minimizarla para obtener el vector de tensión optimizado el cual es utilizado en el control local. El donde inicialmente se debe realizar el calculo de la energía en los capacitores, procedimiento que se ilustra en la figura 4.8. Donde las variables  $V_{uaSMx}$  es la tensión en cada uno de los submódulos y las variables  $E_{cx\_ua}$  es la energía en cada uno de los capacitores, donde  $x=1,2,3,4,5$ .

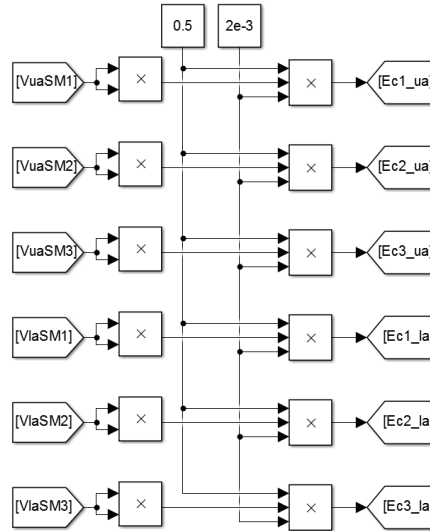


Figura 4.8: Diagrama de bloques del calculo de la energía de los capacitores.

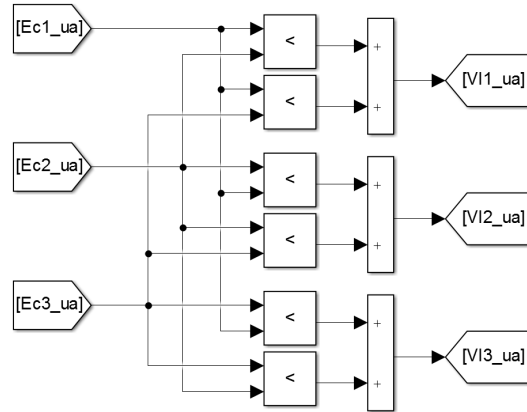


Figura 4.9: Diagrama de bloques de la comparación lógica.

Posteriormente a partir de la corriente medida en cada brazo se realiza la determinación de la dirección, una vez obtenida la dirección de la corriente de cada brazo se realiza el paso 5 de el control local. Finalmente con todos los pasos anteriores realizados correctamente, se procede a realizar el calculo de los estados de la función de suicheo para cada uno de los submódulos del terminal.

Una vez realizada la implementación del algoritmo predictivo, el cual es explicado en las seccion 3.7.3, se procede a obtener el resultado de las corrientes salientes en el terminal. Teniendo una corriente de entrada al terminal con una amplitud de 900 A a una frecuencia de 60 Hz, finalmente se realiza un cambio en la carga lo cual me produce una variación de la corriente de entrada al terminal como se muestra en la figura 4.10. Teniendo en cuenta que el algoritmo explicado en el capitulo anterior, el sistema implementado funciona como inversor, para realizar el funcionamiento como rectificador es necesario realizar un cambio de la función objetivo. Para ésto es necesario obtener la ecuación de la corriente de salida dc y realizar la transformada discreta de Euler para implementarla en el algoritmo.

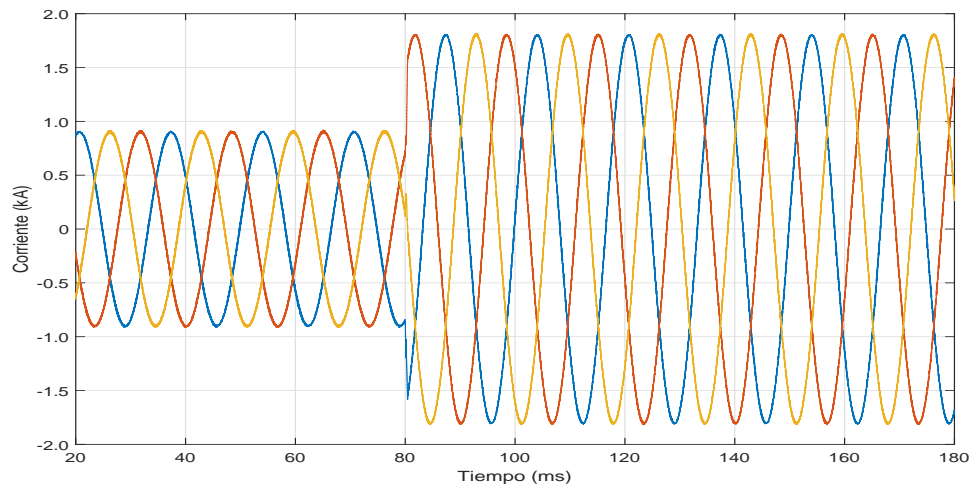


Figura 4.10: Corriente de entrada al terminal con cambio en la referencia.

En la figura 4.11 se observa la corriente de salida del terminal, la cual tiene un rizado que puede ser controlado por medio de las diferentes acciones de control (modificando los parámetros de control). También se observa que la función se estabiliza en aproximadamente 0.02 s y una vez se realiza el cambio de la potencia en 0.08 s se observa como el rizado de la señal disminuye, obteniendo así la señal de salida deseada.

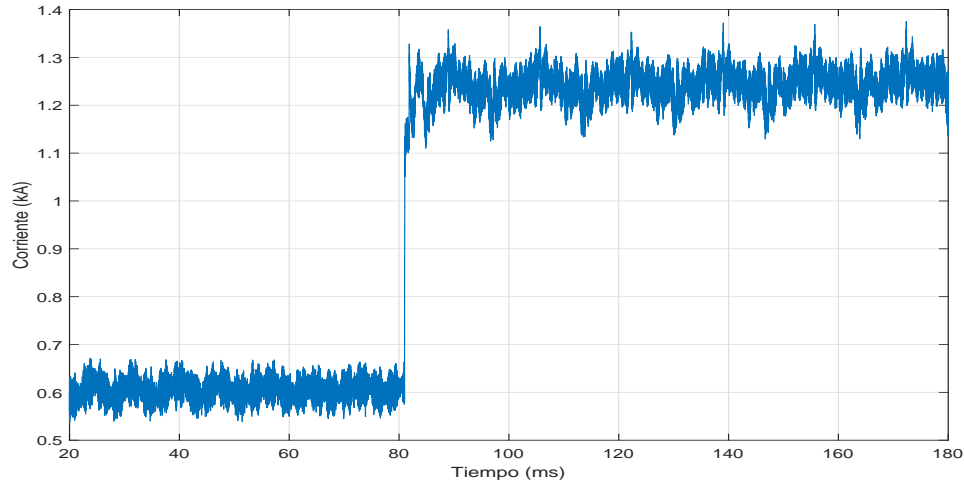


Figura 4.11: Corriente de salida del terminal MMC.

### 4.3. Comparación de los Metodos Simulados

Se puede observar que para controlar la corriente de salida en un terminal MMC aplicando control PI es necesario implementar un control de potencia, un control de corriente interna, un control promedio de tensión y un control de balance individual de tensión en los capacitores. También se debe generar un control PWM que se obtiene a partir de las tensiones generadas a la salida de los controladores. También se puede observar que para disminuir la complejidad de análisis matemático y computacional se trabaja en coordenadas dq obligando a generar el control PLL. Por otro lado, en el control predictivo no es necesario realizar todos los controles que se realizan en el PI, dado que el algoritmo predictivo ya incluye el control total del terminal. Por lo que tampoco es necesario la generación del PWM para la conmutación de los dispositivos, debido a que el algoritmo genera los pulsos de activación para cada uno de los submódulos del terminal.

# Capítulo 5

## Conclusiones

En el presente trabajo se presento un sistema MMC-HVDC conectado a una granja eólica controlando la corriente de salida del terminal MMC a partir de dos esquemas de controles independientes vistos con anterioridad, los cuales fueron: Control PI convencional y control predictivo. La funcionalidad del sistema fue verificada por el programa de simulación Matlab/Simulink, en donde a partir de los resultados obtenidos entre estos dos controles se puede ultimar que:

- Para la correcta función del control PI convencional se debe implementar tres tipos de controles los cuales son: control de corriente saliente, control de balance de tensión en los submódulos y control de potencia. Por otro lado, el algoritmo de control predictivo se encarga por medio de la función objetivo de obtener la corriente de salida deseada.
- Para la conexión entre el MMC y la granja eólica haciendo uso del control PI convencional se debe implementar un PLL, con el fin de sincronizar los dos sistemas.
- Los flujos de potencia activa y reactiva responden correctamente ante el control PI convencional, debido a la buena elección de las diferentes ganancias del control elegido, estabilizándose en un tiempo de 5ms.
- Se pudo observar que al aplicar el control PI convencional, ante los cambios de flujo de potencia se producen picos de corriente de hasta 400A, en donde estos picos son nulos en la aplicación del control predictivo, debido a que este control tiene la capacidad de anticiparse a la respuesta.
- Se pudo observar que la corriente ac a la salida del terminal MMC se estabiliza en un tiempo de 2ms haciendo uso del esquema de control predictivo con 3ms menor que el tiempo de estabilización del esquema de control PI convencional.
- Una vez implementado el algoritmo predictivo no es necesario generar un PWM para controlar los pulsos de cada uno de los submódulos debido a que el algoritmo se encarga de generar los pulsos.



# Bibliografía

- [1] Joan Ignasi Frau and Jordi Gutiérrez. Transporte de energía eléctrica en corriente continua: HvdC. *Automática e Instrumentación*, 2005.
- [2] Electrónica de Potencia. Transporte de energía eléctrica en corriente continua. *Automática e Instrumentación*, 2005.
- [3] Hualei Wang and Miles A Redfern. The advantages and disadvantages of using hvdc to interconnect ac networks. In *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2010 45th International*. IEEE, 2010.
- [4] Jochen Kreusel and Dietmar Retzmann. Integrated ac/dc transmission systems—benefits of power electronics for security and sustainability of power supply. In *Power System Computation Conference*, 2008.
- [5] Roberto Rudervall, JP Charpentier, and Raghuveer Sharma. High voltage direct current (hvdc) transmission systems technology review paper. *Energy week*, 2000.
- [6] Juan Antonio Días Martín. Modelo y simulación del enlace hvdc-vsc de un parque eólico marítimo. 2013.
- [7] Suman Debnath, Jiangchao Qin, Behrooz Bahrani, Maryam Saeedifard, and Peter Barbosa. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review. *IEEE transactions on power electronics*, 2015.
- [8] Vahid Najmi. *Modeling, control and design considerations for modular multilevel converters*. PhD thesis, Virginia Tech, 2015.
- [9] Fabián Alonso Elgueta Jaque. Control de sistemas hvdc. 2008.
- [10] Michael Ruderman and Torsten Bertram. Variable proportional-integral-resonant (pir) control of actuators with harmonic disturbances. In *Mechatronics (ICM), 2013 IEEE International Conference on*. IEEE, 2013.
- [11] Robert Haber, Ruth Bars, and Ulrich Schmitz. *Predictive control in process engineering: From the basics to the applications*. John Wiley & Sons, 2012.

- [12] Julio C Zambrano and Ana I Gonzáles. Implementación de un algoritmo de control predictivo en espacio de estados sobre una plataforma de simulación desarrollada en matlab. 2013.
- [13] Carlos Bordóns Alba. Control predictivo. 2000.
- [14] Edwin H Lopera and Diego A Mejía. Implementación de un control predictivo basado en modelo aplicado a un sistema de control de caudal de agua didáctico. *Tecno Lógicas*, 2010.
- [15] Prabha Kundur, Neal J Balu, and Mark G Lauby. *Power system stability and control*, volume 7. McGraw-hill New York, 1994.
- [16] Jianzhao Wei. Review of current control strategies in modular multilevel converter. 2016.
- [17] David Alejandro Guzman. *High voltage direct current energy transmission using modular multilevel converters*. University of Arkansas, 2013.
- [18] Serhiy V Bozhko, Ramn Blasco-Gimenez, Risheng Li, Jon C Clare, and Greg M Asher. Control of offshore dfig-based wind farm grid with line-commutated hvdc connection. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2007.
- [19] Remus Teodorescu, Marco Liserre, and Pedro Rodriguez. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [20] Andrés Escobar-Mejía, P David A Guzmán, Juan C Balda, and Claudio A Busada. New control technique for sensorless grid synchronization of modular multilevel converters for hvdc systems. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*. IEEE, 2013.
- [21] Makoto Hagiwara, Ryo Maeda, and Hirofumi Akagi. Control and analysis of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (mmcc-dscc). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011.
- [22] Makoto Hagiwara and Hirofumi Akagi. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009.
- [23] Apparao Dekka, Bin Wu, Venkata Yaramasu, and Navid R Zargari. Integrated model predictive control with reduced switching frequency for modular multilevel converters. *IET Electric Power Applications*, 2017.
- [24] Apparao Dekka, Bin Wu, Venkata Yaramasu, and Navid Reza Zargari. Model predictive control with common-mode voltage injection for modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017.